RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRGANG **16** AUGUST 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

SEITE

Dr. Falter
Stand und nächste Aufgaben der Transistortechnik 477

H. G. Wanderfeld
Halbleiterverstärker 478

Ing. Carl-Heinz Gruner
Über die Anwendung der r- und h-Parameter von Transistoren 481

Dipl.-Math. Gerhard Raabe
Vierpolparameter und Kenngrößen von Flächentransistoren 483

Transistorverstärker für Tauchspulenmikrofone 487

E. Herschson
Transistor-DF- und NF-Verstärker im Fernsehempfänger 487

Werner Taeger
Der Transistor in der Nachrichtentechnik und Elektrotechnik 488

Horst Müller
Einkreisempfänger mit Spitzentransistoren 490

Dr. Falter
Probleme der Fertigung von Leistungstransistoren 492

Amerikanische Leistungstransistoren 494

Werner Taeger
Neue Reiseempfänger 498

Zwei Transistortagungen der KdT 500

Quarzuhren mit Transistoren 501

Die rauscharme Transistorverstärkerstufe 502

Dipl.-Ing. B. Wagner
Grundbegriffe der Regelungstechnik, 1. Fortsetzung 503

Werner Taeger
Lehrgang Funktechnik Fernsehrundfunk 505

Literaturkritik und Bibliographie 507

Titelbild:

Innenansicht eines Flächentransistors vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik »Carl von Ossietzky«, Teltow. Aufnahme: Blunck

Die Ultrakurzwellenausbreitung im Juli 1956

nach Beobachtungen des Observatoriums Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Datum	Fernempfang über Land (200 km Senderentfernung)					Wetterlage	Fernempfang über See (180 km Senderentfernung)				
	Δ dB	Fadingtyp			Bemerkungen		Δ dB	Fadingtyp			Bemerkungen
		f	m	a				f	m	a	
1	2	3			4	5	6	7			8
1.	+ 3	2	3	3	—	Hochdruckkeil	+ 11	2	2	2	freie Inversion
2.	— 1	2	3	3	—	Gewittertief	+ 8	3	2	2	freie Inversion
3.	+ 4	2	3	2	—	Tiefdruckrinne	— 2	2	2	3	—
4.	+ 3	1	3	2	kräft. Tagesgang	Zwischenhoch	0	2	3	2	—
5.	0	2	3	3	—	Westwetterlage	— 3	2	3	3	—
6.	— 6	3	3	3	labile Schichtung	Westwetterlage	— 6	3	3	3	labile Schichtung
7.	— 2	3	3	2	—	Westwetterlage	+ 4	3	3	3	—
8.	0	3	3	2	—	Hochdruckkeil	+ 6	2	3	2	freie Inversion
9.	+ 8	1	2	2	freie Inversion	Hochdruckkeil	+ 15	2	2	2	freie Inversion
10.	+ 9	1	3	2	freie Inversion	Hochdruckkeil	+ 19	2	2	2	freie Inversion
11.	+ 8	2	3	1	kräft. Tagesgang	Hochdruckkeil	+ 15	2	2	2	freie Inversion
12.	+ 11	1	3	2	kräft. Tagesgang	Hochdruckkeil	+ 12	2	2	2	freie Inversion
13.	+ 8	2	3	2	Tagesgang	Hochsüdrand	+ 9	2	2	2	freie Inversion
14.	+ 7	2	3	2	Tagesgang	Hochsüdrand	+ 12	2	2	2	freie Inversion
15.	+ 5	3	3	2	—	Tiefdruckrinne	+ 9	2	2	2	freie Inversion
16.	+ 3	2	3	2	kräft. Tagesgang	Tiefdruckrinne	+ 5	2	3	2	—
17.	+ 3	2	3	2	kräft. Tagesgang	Tiefdruckrinne	+ 3	2	2	2	—
18.	+ 2	2	3	2	kräft. Tagesgang	Hochsüdrand	+ 7	2	2	2	—
19.	+ 5	1	3	2	kräft. Tagesgang	Hochsüdrand	+ 4	2	2	2	—
20.	+ 8	2	3	1	kräft. Tagesgang	Hochsüdrand	+ 15	2	2	2	freie Inversion
21.	+ 6	1	3	2	Tagesgang	Tiefdruckrinne	+ 14	1	2	2	freie Inversion
22.	+ 10	1	2	2	Tagesgang	Hochostrand	+ 12	2	3	2	—
23.	— 2	2	3	3	—	NW-Lage	+ 3	2	3	3	—
24.	— 4	3	3	2	—	NW-Lage	+ 1	2	3	3	—
25.	+ 3	2	3	3	—	NW-Lage	+ 2	2	3	3	—
26.	— 5	3	3	3	—	NW-Lage	+ 2	2	3	3	—
27.	+ 5	3	3	2	—	NW-Lage	+ 1	3	3	3	—
28.	+ 7	1	3	2	freie Inversion	Zwischenhoch	+ 11	2	2	2	freie Inversion
29.	+ 1	2	3	3	—	SW-Lage	+ 2	2	2	3	—
30.	— 2	3	3	3	labile Schichtung	Sturmtiefrand	— 1	3	3	3	—
31.	— 3	3	3	3	labile Schichtung	Sturmtiefrand	— 4	3	3	3	labile Schichtung
Monatsmittel	+ 3						+ 6				

Spalte 2 und 6: ΔdB = Abweichung des Tagesmittels der Empfangsfeldstärke vom Normalwert, angegeben in Dezibel.

Spalte 3 und 7: Der Fadingtyp kennzeichnet die beim UKW-Fernempfang auftretenden kurzzeitigen Feldstärkeschwankungen. Er wird angegeben für die Tageszeiten frühmorgens (f), mittags (m) und abends (a):

1 = stabiler Empfang, meist hohe Feldstärken, keine wesentlichen Änderungen während einer oder mehrerer Stunden.

2 = langsames Fading, Feldstärkemittel meist noch übernormal, tiefes Fading von 10 bis 30 dB mit einer Periode von 10 bis 30 Minuten.

3 = schnelles Fading, Feldstärkemittel normal bis unternormal, tiefes Fading von 10 bis 30 dB mit einer Periode von einer Sekunde bis zu wenigen Minuten.

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Walter Franze

Verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Giselher Kuckelt, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 530871, Fernschreiber: 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme**: Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck**: Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,– DM. Bestellungen nehmen entgegen: für die Deutsche Demokratische Republik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin; für die Deutsche Bundesrepublik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin. Auslieferung erfolgt über HELIOS Literatur-Vertriebs-Ges. m. b. H. Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167; für das Ausland: UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P. 32/34; Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking; Volksrepublik Polen: Prasa i Ksiazka, Foksal 18, Warszawa; Tschechoslowakische Republik: Artia A.G., Ve Smečkách 30, Praha II; Ungarische Volksrepublik: „Kultura", P.O.B. 149, Budapest 62; Rumänische Volksrepublik: CARTIMEX, Bukarest 1, P.O.B. 134/135; Volksrepublik Bulgarien: Raznoiznos, 1, Rue Tzar Assen, Sofia; Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana; für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 2. AUGUSTHEFT 1956 NR. 16

Stand und nächste Aufgaben der Transistortechnik

Wenn man die Entwicklungsgeschichte der Technik betrachtet, so wird man feststellen, daß der technische Fortschritt stets durch prägnante Erfindungen stark beeinflußt und mehrere Jahrzehnte durch sie beherrscht wurde. Ebenso wie die Versuche von Hertz über die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen hat auch die Erfindung der Vakuumröhre auf die Entwicklung der Nachrichtentechnik einen dominierenden Einfluß gehabt, und ihr heutiger Stand wäre ohne diese beiden Erfindungen nicht denkbar. Hertz benutzte im Jahre 1888 jedoch zum Nachweis der Ausbreitung des elektromagnetischen Feldes keine Vakuumröhre, die ihm ja damals noch nicht zur Verfügung stand, sondern ein Halbleiterbauelement, den Detektor, der schon 1874 von Braun erfunden wurde. Die Vakuumröhre, die erst fast 50 Jahre später ihren Eingang in die Technik fand, trat an die Stelle des Detektors, da sie eine größere Empfindlichkeit, Konstanz und schaltungstechnisch weitaus größere Möglichkeiten besaß als dieser. Hinzu kam, daß man die elektronischen Vorgänge in der Vakuumröhre theoretisch beherrschte, wogegen die elektronischen Vorgänge im Detektor noch ungeklärt waren. Erst durch die atomistische Betrachtung der Festkörper um die Jahrhundertwende konnten diese Vorgänge ergründet werden; das führte in den letzten Jahren zur Erfindung neuer Halbleiterbauelemente, insbesondere der Transistoren, die ähnlich der Vakuumröhre als Verstärker und als Oszillator in elektronischen Schaltungen eingesetzt werden können. Wenn man auch heute die Erfahrung besitzt, daß der Transistor in vielen elektronischen Schaltungen nicht nur die Röhre ersetzen kann, sondern ihr in manchen Punkten überlegen ist, wäre es jedoch falsch, anzunehmen, daß die Vakuumröhre in den nächsten Jahren durch den Transistor abgelöst würde. Zweifelsohne zeichnet sich heute schon ab, daß es keine Utopie ist, Transistoren mit Grenzfrequenzen von 1000 MHz, Transistoren mit einer Verlustleistung von 50 Watt und Transistoren mit einer Betriebstemperatur von 150° C herzustellen; es treten jedoch schon erhebliche und augenblicklich fast unüberwindliche technologische Schwierigkeiten auf, diese drei Eigenschaften in einem Transistor zu vereinigen, wenn auch theoretisch grundsätzlich keine Schwierigkeiten bestehen, diese Forderungen zu erfüllen. Eine Betriebstemperatur von + 150° C ist nach dem heutigen Stande nur vom Siliziumtransistor erreichbar, wogegen der Germaniumtransistor eine Betriebstemperatur von + 80° C nicht überschreiten kann. Der Hochfrequenztransistor bis zu 1000 MHz stellt an die Kristalltechnik hohe Anforderungen, die man mit Silizium vorläufig nicht erfüllen kann. Außerdem müssen im Transistor die Dimensionen bestimmter Bezirke, wie die Dicke der Block- und der Kollektorrandschicht, sehr klein gehalten werden, um die Laufzeiten der Ladungsträger im Kristall und ferner die inneren Kapazitäten klein zu halten, Größen, die die Grenzfrequenz stark beeinflussen. Kleine Abmessungen bedingen jedoch bei Bauelementen kleine Leistungsabgaben. Zwar hat man mit dem Drifttransistor konstruktive Vorschläge gemacht, die diese Schwierigkeiten umgehen, jedoch steigen hierbei die Forderungen an die Technologie sprunghaft an, und es ist auch noch nicht zu übersehen, wie man diese Fragen in der Massenfertigung lösen kann.

Hinzu kommt, daß selbst bei Lösung dieser technologischen Schwierigkeiten noch die Forderung erhoben werden muß, daß der Preis dieser neuen Bauelemente in der gleichen Größenordnung wie bei ähnlichen Röhrentypen liegt. Dies dürfte bei dem augenblicklichen Stadium der Produktionstechnik nicht möglich sein. Erschwerend für die wirtschaftliche Preisbildung der Transistorgeräte ist, daß man zum Erzielen einer gegebenen Verstärkung, Leistungsabgabe und Qualität meist etwa doppelt soviel Transistoren wie Vakuumröhren benötigt. Man wird deshalb sehr sorgfältig prüfen müssen, ob man in einem Gerät die Röhren durch Transistoren ersetzen soll.

Der Transistor hat gegenüber der Vakuumröhre einige hervorstechende Merkmale, die von ihr wohl nie erreicht werden können. Dies sind vor allem die hohe mechanische Stabilität, die Kleinheit der Abmessungen, die hohe Lebensdauer und der geringe Leistungsbedarf. Man wird deshalb den Transistor vorerst in solchen Geräten einsetzen, bei denen sein Einsatz einen wesentlichen technischen Fortschritt darstellt und der Preis des Gerätes eine untergeordnete Rolle spielt. Wird bei einem transportablen Nachrichtengerät durch den Einsatz von Transistoren das Gewicht oder das Volumen des Gerätes auf die Hälfte oder mehr herabgesetzt werden können, so wird man in vielen Fällen den höheren Preis hinnehmen.

Auch im Autoempfänger wird der Transistor wegen seiner Kleinheit und mechanischen Stabilität bald Verwendung finden. In den Geräten, bei denen die Speiseleistung eine entscheidende Rolle spielt, wie in Hörhilfen und Rechenmaschinen, wird man die Röhren durch Transistoren ersetzen. Ferner ist in Geräten, die hohen Beschleunigungen oder Stößen ausgesetzt sind, der Einsatz von Transistoren berechtigt, denn er erhöht die Sicherheit der damit verbundenen Anlagen.

Viele konkrete technische Aufgaben lassen sich anführen, bei denen es gerechtfertigt erschiene, schon heute Transistoren einzusetzen. Die Technik wird sich des Transistors in der Zukunft immer mehr bedienen, vor allem, wenn es den Herstellern gelingen wird, die Kenndaten den hohen Forderungen der Gerätehersteller anzupassen und den Verkaufspreis durch verbesserte Technologien zu senken.

In der Zukunft werden auch diese Forderungen erfüllt werden, denn die Halbleitertechnik ist erst einige Jahre alt und verfügt noch nicht über die jahrzehntelange Erfahrung der Röhrentechnik. Transistorhersteller und Gerätehersteller müssen gemeinsam ihre ganze Kraft einsetzen, um diesem jungen Zweig der Halbleitertechnik eine schnelle Entwicklungsmöglichkeit zu geben.

Auch auf der 3. Parteikonferenz der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands wurde auf die Bedeutung der Halbleitertechnik hingewiesen, und von dem Kollegium des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau wurden jetzt konkrete Beschlüsse gefaßt, die den Herstellern und Verbrauchern von Halbleiterbauelementen genaue Richtlinien geben, um diese Bauelemente schnellstens der verbrauchenden Industrie zur Verfügung zu stellen. *Dr. Falter*

Nachrichten

Prof. Hermann Ley, der bisherige Prorektor an der Technischen Hochschule Dresden, wurde durch Beschluß des Präsidiums des Ministerrats zum Vorsitzenden des Staatlichen Rundfunkkomitees berufen. Herr Kurt Heiß wird mit einer anderen wichtigen Aufgabe betraut.

Zu einer **Produktionsgenossenschaft des Rundfunkmechanikerhandwerks** schlossen sich in Leipzig Ende Juli drei Meister, ein Geselle und als Kandidat ein Lehrling zusammen. Die Genossenschaft „Radio-Fernsehen" arbeitet nach Stufe II des Musterstatuts, wonach sich Geräte, Maschinen, Werkzeuge und Inventar in Gemeinschaftseigentum befinden. Der RFT-Garantiedienst will mit den Mitgliedern der Genossenschaft einen Garantiedienstvertrag abschließen.

Durch die **Anordnung über die Einführung der Materialeinsatzlisten** Nr. 119 bis 135 sind auch die Materialeinsatzlisten Nr. 127, Elektrische Meß- und Prüfeinrichtungen; Nr. 128, Rundfunk- und Fernsehempfänger; Nr. 129, Elektromeßgeräte; Nr. 131, Elektroakustische Einrichtungen; Nr. 132, Funkeinrichtungen; Nr. 133, Bauelemente der Nachrichtentechnik; Nr. 134, Hochfrequenzgeräte, für verbindlich erklärt worden. Die am 11. 4. 1956 erlassene Verordnung ist im Gesetzblatt der DDR, Teil II, Nr. 22 v. 17. 5. 1956 veröffentlicht.

Dem heute 85jährigen **Geheimrat Prof. Dr. rer. nat. Jonathan Zenneck zu Ehren** wurde von der Stadt Cuxhaven in Anwesenheit des hochbetagten Wissenschaftlers kürzlich ein Gedenkstein an der historischen Kugelbake an der Elbmündung enthüllt. Von dieser Stelle aus war dem damaligen Assistenten des physikalischen Instituts Straßburg im Jahre 1900 die drahtlose Verbindung über 52 km nach Helgoland gelungen. Sie ist damit als Ausgangspunkt der ersten drahtlosen Weitverkehrsversuche der jungen deutschen Funktechnik zu bezeichnen.

Mit einem Fernsehteleskop zur Direktübertragung astronomischer Vorgänge wurde das Fernsehstudio des Bayerischen Rundfunks in Freimann b. München als erster Fernsehsender der Welt ausgerüstet. Das mit einer Fernsehkamera starr verbundene Spiegelteleskop gestattet eine 1000fache Vergrößerung der Himmelskörper.

Ein neues Radioteleskop, das bei Jodrell Bank (Cheshire, Großbritannien) errichtet wird, soll anläßlich der Eröffnungsfeierlichkeiten zum internationalen geophysikalischen Jahr in Betrieb genommen werden. Mit Hilfe dieses Gerätes will man Radarreflexionen von der Venus erreichen.

Dezimeterstrahlungen von der Venus sind laut Mitteilung in der „Funkschau", Heft 13 (1956), in den USA mit einem 15-m-Radioteleskop aufgenommen worden. Hiernach wurde eine Temperatur der Atmosphäre dieses Planeten von + 103° C errechnet.

Einrichtungen für industrielles Fernsehen produzierten im Jahre 1955 27 Firmen in den USA, deren Umsatz in der Zeitschrift Electronics auf 3 bis 6 Millionen Dollar geschätzt wurde. RCA entwickelte eine Farbfernsehanlage zum Informationsaustausch zwischen Kliniken und medizinischen Instituten, für die ein Kostenaufwand von 425 000 Dollar angegeben wird.

Annähernd verdreifacht hat sich im Jahre 1955 die Anzahl der in den USA verkauften Transistoren gegenüber 1954. Nach Angaben der Radio-Electronics-Television Manufactorer's Association of America wurden im Jahre 1954 1,317 327 Millionen Transistoren verkauft. 1955 waren es 3,646 802 Millionen.

Berichtigung: Im Leitartikel von Heft 15 muß es unter „d) Spezielle Fachwissenschaften" in der letzten Zeile der linken Spalte „Vorricht u n g e n und Entwerfen" und in der letzten Zeile der rechten Spalte „Fm-Labor" (Fernmeldetechnik-Labor) heißen.

Die drei folgenden Artikel geben eine Einführung in die exakte Behandlung der Transistorschaltungstechnik. Auf die allgemeinen physikalischen Grundlagen und die anschauliche Beschreibung der Wirkungsweise im Beitrag „Halbleiterverstärker" folgt die Arbeit „Über die Anwendung der r- und h-Parameter von Transistoren". Hier werden die wichtigsten Kenngrößen von Transistorschaltungen (Eingangswiderstand, Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung bei ausgangsseitig angepaßtem und nichtangepaßtem Betrieb) für die in der Literatur gebräuchlichen r- und h-Parameter abgeleitet und Umrechnungsformeln für r- in h-Parameter und umgekehrt angegeben. Ein Rechenbeispiel vervollständigt die Darstellung. In dem abschließenden Beitrag „Vierpolparameter und Kenngrößen von Flächentransistoren" werden die für Flächentransistoren immer mehr üblichen h-Parameter für die drei Grundschaltungen des Transistors (Block-, Emitter- und Kollektorbasisschaltung) berechnet, Umrechnungsformeln für die Parameter einer Schaltung in die der anderen angegeben und abschließend einige Schaltungsgrößen berechnet. Dieser letzte Teil stellt eine gewisse Überschneidung mit dem entsprechenden Absatz der zweiten Arbeit dar. Wir haben jedoch absichtlich keinen der beiden Artikel gekürzt, da die Verfasser zum Teil verschiedene Berechnungsmethoden anwenden und bei einigen Kenngrößen auf Ergebnisse kommen, die sich in ihrer äußeren Form unterscheiden. Der Leser hat dadurch die Möglichkeit, die ihm einfacher bzw. vorteilhafter erscheinende Darstellung durchzuarbeiten und anzuwenden.

H. G. WANDERFELD

HALBLEITERVERSTÄRKER

Die historische Entwicklung des Halbleiterverstärkers nahm ihren Ausgang von den Pionierarbeiten von Barden und Brattain im Jahre 1948, die den Effekt der sogenannten „Trägerinjektion" entdeckten, der das Wesen des Halbleiterverstärkers ausmacht. Seitdem hat die Technik auf zahlreiche Arten und Ausführungen von Halbleiterverstärkern geführt und zahlreiche Anwendungen auf dem Gebiet der Elektronik und Funktechnik für dieses neue Verstärkerelement erschlossen.

Allgemeine Wirkungsweise

Eine charakteristische Eigenschaft des Halbleiterverstärkers ist, daß im Halbleiterkristall (meist Germanium, ein Element der vierten Gruppe des Periodischen Systems) zwei verschiedene Arten von Ladungsträgern am Stromtransport beteiligt sind. Neben den negativen (n) Elektronen sind positive (p) Ladungsträger vorhanden. Letztere haben jedoch keine physikalische Realität, sondern stellen gewissermaßen Störungen („Löcher") im molekularen Aufbau der Materie dar, wo eine Stelle von einem Elektron nicht besetzt ist. Diese „Löcher" können sich als ein Strom umgekehrten Vorzeichens genau so wie die Elektronen durch den Halbleiterkristall bewegen. Es ist nun wesentlich, daß durch Zusätze bestimmter Elemente der dritten bzw. fünften Gruppe des Periodischen Systems die Löcher- oder die Elektronenleitung wesentlich verstärkt werden kann, so daß der Halbleiterkristall entweder vorwiegend löcher- oder elektronenleitend gemacht werden kann. Im ersten Fall handelt es sich also um einen Löcher- oder p-Leiter, im letzten Fall um einen Elektronen- oder n-Leiter.

Arten von Halbleiterverstärkern

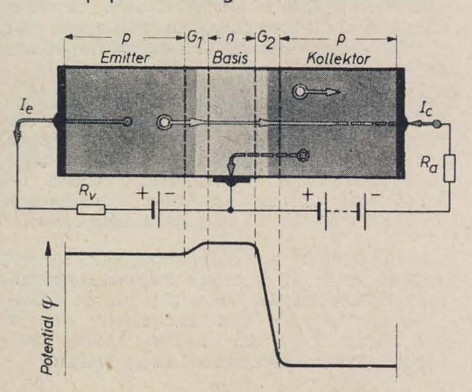
Es lassen sich zwei Hauptgruppen von Transistoren unterscheiden: Flächentransistoren und Spitzentransistoren. Bild 1 veranschaulicht die Wirkungsweise eines pnp-Flächentransistors. Denkt man sich die linke Seite zunächst stromlos (der Strom I_e sei gleich Null), so fließt zwischen der rechten p-Schicht und der dünnen n-Schicht nur ein schwacher Sperrstrom. Wird jetzt aber ein Strom durch die linke p-Schicht in die n-Schicht injiziert (Bild 1), so besteht dieser Strom im wesentlichen aus Löchern, die aus der p-Schicht in die Grenzschicht G_1 und bei schwacher Rekombination[1]) weiter in die n-Schicht hineinwandern. Ist die n-Schicht dünn und die Rekombination auch dort schwach, so gelangt eine große Anzahl der Löcher in die rechte, in Sperrichtung vorgespannte Grenzschicht G_2, durchläuft das dort bestehende Potentialgefälle (die positiven Löcher werden zum negativen Kollektor gezogen) und gelangt in die rechte p-Schicht. Die vom „Emitter" ausgesendeten Löcher werden also vom „Kollektor" eingesammelt und rekombinieren dort mit den Elektronen der Batterie.

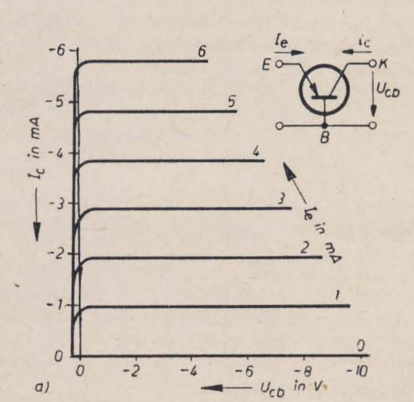
Wie aus dem Potentialverlauf (Bild 1 unten) hervorgeht, steht den Löchern zum Durchlaufen der n-Schicht kein Potentialgefälle zur Verfügung, vielmehr müssen die Löcher durch die n-Schicht hindurch diffundieren. Damit in der n-Schicht keine nennenswerte Rekombination zustande kommt und der Löcherstrom ungeschwächt bis zur Kollektorrandschicht G_2 gelangen kann, muß die n-Schicht sehr dünn, etwa von der Größenordnung 0,1 bis 0,01 mm dick sein. Sind die „Löcher" aber erst einmal bis zum Potentialgefälle in der Kollektorrandschicht vorgedrungen, so können sie infolge ihrer thermischen Geschwindigkeit sogar gegen ein schwaches Gegenfeld anlaufen. Bei gegebenem Emitterstrom steigt daher I_c schon bei $U_c \approx 0$ an und bleibt dann bei steigender Kollektorspannung angenähert konstant (Bild 2a), was einem Innenwiderstand der Kollektorstrecke von mehreren MΩ entspricht.

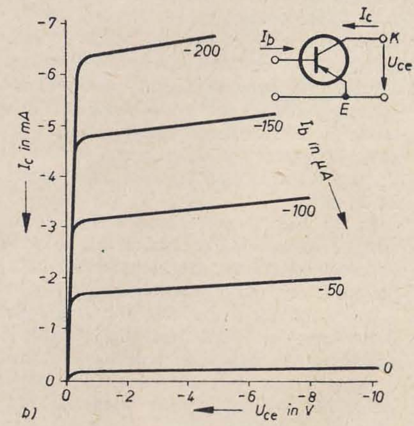
[1]) Unter „Rekombination" versteht man den Vorgang, daß ein „Loch" durch ein freies Elektron der n-Schicht ausgefüllt wird das heißt verschwindet bzw. neutralisiert wird.

Bild 2: Kollektor-Kennlinienfeld eines Flächentransistors vom pnp-Typ a) in Blockbasisschaltung b) in Emitterbasisschaltung ↓

Bild 1: pnp-Verbindung als Flächentransistor







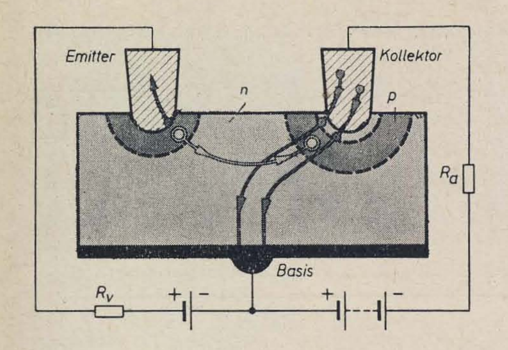


Bild 3: pn-Verbindung eines Spitzentransistors

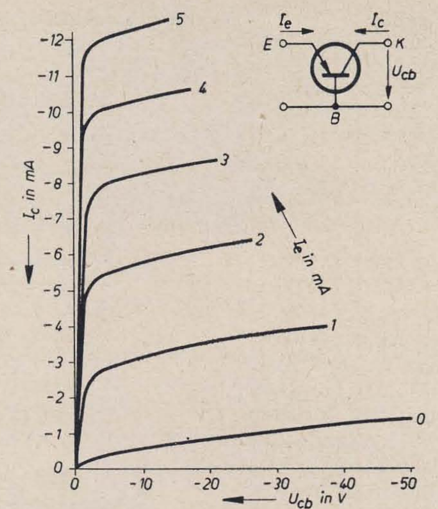


Bild 4: Kollektor-Kennlinienfeld eines Spitzentransistors vom n-Typ in Blockbasisschaltung →

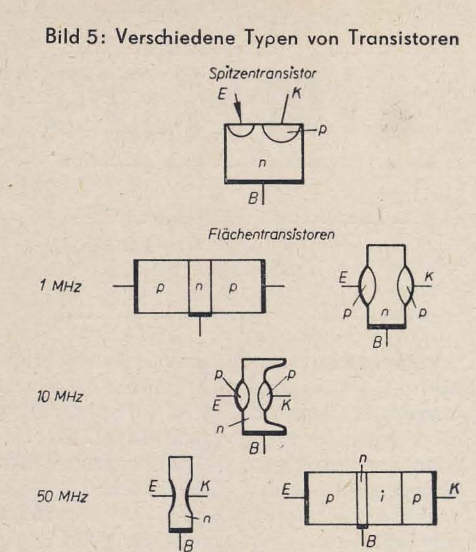


Bild 5: Verschiedene Typen von Transistoren

Bei der üblichen Hochvakuumverstärkerröhre kommt die Verstärkung dadurch zustande, daß der Strom im Anodenkreis durch eine Spannungsänderung zwischen Gitter und Katode gesteuert wird. Beim Transistor kommt die Verstärkung durch Steuerung des Kollektorstromes zustande, jedoch erfolgt die Steuerung durch die Änderung des Emitterstromes. Es wird also eine Steuerleistung benötigt.

Da Emitter- und Kollektorstrom nahezu gleich groß sind, liegt es nahe, nicht am Emitter, sondern am Block zu steuern, weil dort nur die kleine Differenz zwischen Emitter- und Kollektorstrom auftritt. Das führt zur Emitterbasisschaltung, bei der nicht der Block, sondern der Emitter für Ein- und Ausgangskreis gemeinsam ist (Bild 2b). Im Kennlinienfeld tritt dann der Blockstrom I_b als Parameter auf. Im Gegensatz zur Blockbasisschaltung, wo der Eingangskreis niederohmig von der Größenordnung 100 Ω ist, ist der Eingangswiderstand bei der Emitterbasisschaltung größer, von der Größenordnung 1 kΩ.

Eine dritte Schaltung ist die Kollektorbasisschaltung, bei der für Ein- und Ausgangskreis der Kollektoranschluß gemeinsam ist. Bei dieser Schaltung ist der Eingangswiderstand höher als der Ausgangswiderstand. Die Leistungsverstärkung ist gering. Die Anordnung kommt hauptsächlich als Impedanzwandler in Betracht.

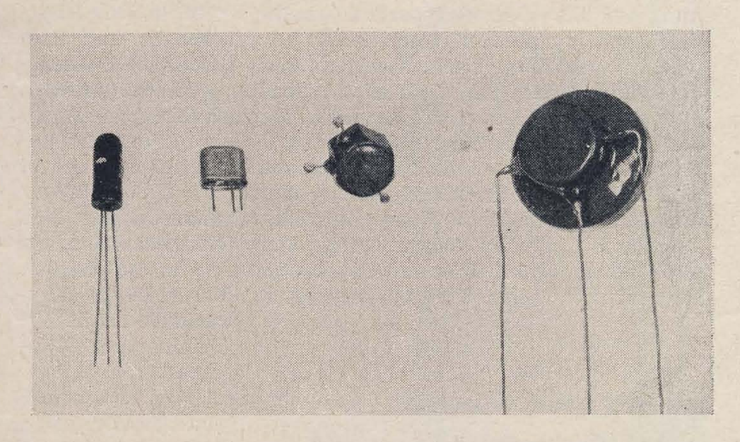
Der Spitzentransistor arbeitet im Prinzip ähnlich dem Flächentransistor, jedoch sind die Sperrschichten aus dem Innern des Halbleiters an dessen Oberfläche verlegt (Bild 3). Unter der Kollektorspitze wird durch Stromstöße („Formierung") in dem n-leitenden Kristall eine muldenförmige p-Schicht größerer Ausdehnung erzeugt. Nach der derzeitigen Erkenntnis diffundieren infolge der Erwärmung des Kontaktes Fremdatome vom p-Typ in den Kristall, bis die Zahl der p-Träger die ursprüngliche Zahl der n-Träger im n-Kristall überwiegt. In unmittelbarer Nähe der Kollektorspitze bildet sich bei der Formierung außerdem eine weitere dünne n-Schicht. Da der Übergang zwischen dieser Kollektor-n-Schicht und der Kollektor-p-Schicht in Durchlaßrichtung gepolt ist, das Potential der n-Schicht also höher liegt als bei der p-Schicht, werden die Löcher vor dem Übertritt in die Kollektor-n-Schicht gestaut und ermöglichen durch ihre Raumladung einer größeren Anzahl von Elektronen, die aus dem äußeren Stromkreis über die Kollektorspitze zufließen, den Durchtritt durch die Kollektor-p-Schicht, noch bevor sie mit einem dieser Elektronen rekombinieren können. Jedes vom Emitter gelieferte Loch schleust also mehrere Elektronen durch die Kollektorschicht, so daß eine Änderung des Emitterstromes eine vielfach größere Änderung des Kollektorstromes verursacht. In Bild 4 ist das idealisierte Kollektor-Kennlinienfeld eines Spitzentransistors vom n-Typ in Blockbasisschaltung dargestellt.

Die technische Entwicklung der Halbleiterverstärker hat in letzter Zeit zu verschiedenen Ausführungsarten geführt. Bild 5 gibt einen schematischen Überblick über die wichtigsten Bauarten, während Bild 6 verschiedene Flächentransistoren für Leistungen zwischen 10 mW und 4 W von Siemens zeigt. Zur Veranschaulichung der Größe zeigt Bild 7 den Kristall eines Flächentransistors im Vergleich zur Größe einer Stubenfliege.

Ersatzschaltbilder

Zur Beschreibung der schaltungsmäßigen Eigenschaften von Transistoren legt man wie bei Hochvakuumverstärkerröhren Ersatzschaltungen zugrunde. Das im Bild 8a dargestellte Ersatzschaltbild entspricht grundsätzlich dem Röhrenersatzschaltbild Bild 8b. Der Unterschied zwischen beiden Ersatzschaltungen besteht im wesentlichen lediglich darin, daß die Rückwirkung, die beim Transistor für alle Frequenzen (also auch für Gleichstrom) vorhanden ist, durch die Urspannung $u_0 = h_{12}u_2$ im Eingangskreis beschrieben wird.

Die Aufgabe beim Arbeiten mit Ersatzschaltbildern ist die Messung der verschiedenen Kennwerte durch Strom- und Spannungsmessungen unter Zuhilfenahme von Brücken- oder Kompensationsverfahren. Die Größen h_{11} und h_{22} stellen Ein- und



↑ Bild 6: Siemens-Flächentransistoren von links nach rechts: TF 65 (10 mW), TF 70/71 (200 mW), TF 75 (250 mW), TF 85 (4 W)

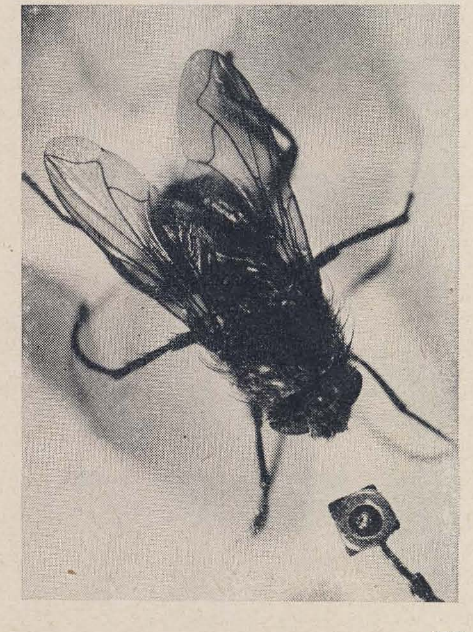


Bild 7: Kristall eines Flächentransistors im Vergleich zur Größe einer Stubenfliege

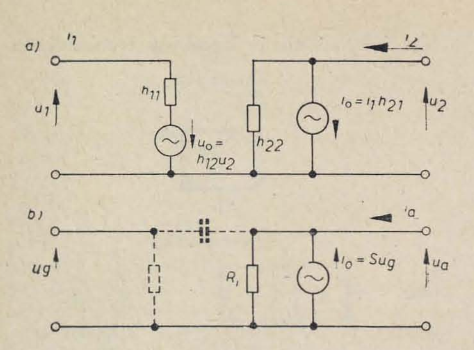


Bild 8:
a) Ersatzschaltbild eines Flächentransistors
b) Ersatzschaltbild einer Röhre

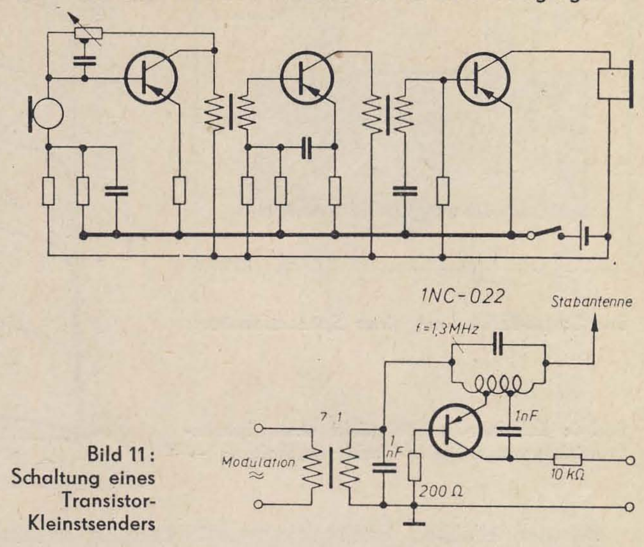


Bild 9: Schaltbild eines Transistorverstärkers für ein Schwerhörigengerät

Bild 11: Schaltung eines Transistor-Kleinstsenders

Ausgangswiderstände bzw. Leitwerte dar. Den Eingangswiderstand h_{11} mißt man zweckmäßig bei Kurzschluß des Ausgangskreises. In diesem Fall wird die Spannung $u_2 = 0$, und die Rückwirkung $u_0 = h_{12}u_2$ verschwindet. Zur Messung von h_{22} kann man dagegen wegen des niedrigeren Eingangswiderstandes den Eingang im Leerlauf betreiben und mißt h_{22} beim Strom $i_1 = 0$, wobei der Urstrom $i_0 = h_{21}i_1$ verschwindet. Die Größe h_{22} wird als Leitwert angegeben. Dann gelten folgende Gleichungen[1]:

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2.$$

Die Größe h_{12} kennzeichnet das Spannungsverhältnis u_1/u_2 bei Leerlauf am Eingang, die Größe h_{21} das Stromverhältnis i_2/i_1 bei Kurzschluß am Ausgang. Typische Zahlenwerte eines Flächentransistors sind für die Blockbasisschaltung: $h_{11} = 30\,\Omega$, $h_{21} = -0{,}95$, $h_{12} = 0{,}40 \cdot 10^{-2}$, $h_{22} = 10^{-6}$ S, und für die Emitterbasisschaltung: $h_{11}' = 600\ \Omega$, $h_{21}' = 19$, $h_{12}' = 0{,}20 \cdot 10^{-3}$, $h_{22}' = 20 \cdot 10^{-6}$ S. Auf das Ersatzschaltbild des Spitzentransistors sei hier nicht eingegangen.

Frequenzgang und Rauschen

Als Grenzfrequenz eines Transistors wird gewöhnlich diejenige Frequenz definiert, bei der die Kurzschlußstromverstärkung auf das 0,7fache gesunken ist. Die heute im Handel erhältlichen Transistoren lassen bereits bei Frequenzen um 1 MHz in der Verstärkung nach. Verantwortlich hierfür ist einerseits der Laufzeiteffekt und die Laufzeitstreuung der Ladungsträger, andererseits die Kapazität der Kollektorrandschicht, die durch den Auf- und Abbau der Raumladung an der Randschicht bedingt ist. Durch spezielle Herstellungsverfahren ist es möglich, extrem dünne Blockschichten zu erzielen und die Grenzfrequenz erheblich zu erhöhen. Neue Entwicklungsmodelle der Bell Telephone Company weisen bereits Grenzfrequenzen von der Größenordnung 100 MHz auf. Die Anwendung von Transistoren für Dezimeterwellen (Frequenzen zwischen 300 und 3000 MHz) rückt damit in den Bereich des Möglichen.

Das Rauschen von Kristallverstärkern setzt sich in Analogie zur Elektronenröhre aus einem frequenzunabhängigen Anteil (Schroteffekt) und einem etwa umgekehrt proportional mit der Frequenz veränderlichen Anteil (Funkeleffekt) zusammen. Ursache des Funkeleffekts bei Transistoren sind hauptsächlich Vorgänge in der Kristalloberfläche. Die Spitzentransistoren zeigen das Funkelrauschen in besonders starkem Maße, während sich dieser Effekt bei Flächentransistoren wesentlich herabsetzen läßt. Als Beispiel sei erwähnt, daß ein Spitzentransistor bei der Frequenz von 1 MHz eine Rauschzahl F von 40 bis 50 dB aufweist, ein handelsüblicher Flächentransistor dagegen nur eine solche von 20 dB und darunter. Auch ein Stromverteilungsrauschen, wie es bei Pentoden infolge der statistischen Schwankungen des Elektronenstromes zwischen Anode und Schirmgitter auftritt, ergibt sich beim Transistor infolge Schwankungen der Verteilung des Emitterstromes auf Kollektor und Block. In Einzelheiten sind die Rauschvorgänge bei Transistoren noch nicht geklärt. Mit der vertieften Erkenntnis von diesen Vorgängen wird es zweifellos gelingen, das Rauschen weiter herabzudrücken.

Bild 10: Schwerhörigengerät mit Transistoren von Siemens-Reiniger

Schaltungen mit Transistoren

Transistorverstärker werden heute fast ausnahmslos mit Flächentransistoren aufgebaut. In Vorstufen, die hohe Verstärkung bei kleinen Amplituden verlangen, wird die Emitterbasisschaltung bevorzugt. Bild 9 zeigt als Beispiel die Schaltung des dreistufigen Verstärkers für ein Schwerhörigengerät, während Bild 10 die Ansicht eines solchen Gerätes wiedergibt.

Sehr vorteilhaft sind Gegentaktverstärker mit zwei komplementären Transistoren[2]. Diese unterscheiden sich nur in der Polarität der an Emitter und Kollektor gegen Block anzulegenden Gleichspannungen, während sie sich wechselstrommäßig gleichartig verhalten. Mit derartigen Gegentaktschaltungen lassen sich Verstärker mit einem Minimum an Schaltelementen aufbauen, insbesondere entfällt ein Gegentaktübertrager.

Ähnlich wie Röhren kann man Transistoren in Kippschaltungen verwenden und mit ihnen z. B. Impulszähler aufbauen, die in elektronischen Regel- und Steueranlagen, wie z. B. bei der Wählerautomatik von Telefonanlagen, zunehmend Bedeutung erlangen.

Besonders reizvoll ist auch die Anwendung von Transistoren zum Aufbau von Kleinstsendern. Bild 11 zeigt die Schaltung eines solchen Gerätes mit Spitzentransistor für den Bereich um 10 MHz ($\lambda = 30$ m). Es handelt sich um eine Dreipunktschaltung mit dem Spitzentransistor 1 NC-022 vom Carl-von-Ossietzky-Werk Teltow [siehe auch Heft 1 (1956), Seite 20/21].

Die Entwicklung auf dem Gebiet des Transistorverstärkers hat sich seit dem Jahre 1948 in raschem Tempo vollzogen. Es kann kein Zweifel bestehen, daß dieses neue Verstärkerelement wegen seiner leistungs- und raumsparenden Bauweise in weiten Anwendungsgebieten die Hochvakuumverstärkerröhre verdrängen wird. Die Schwierigkeiten ihrer reproduzierbaren Herstellung dürfen heute zu einem großen Teil als überwunden gelten.

Literatur:

Coblenz, A. und Owens, H. L., Transistors: Theory and Practice, McGraw Hill, 1955.
Dosse, J., Der Transistor. Siemens & Halske Bücherei, 1955.
Rost, R., Kristallodentechnik. Ernst & Sohn, Berlin 1954.
Schottky, W., Halbleiterprobleme. Vieweg & Sohn, 1954.
Shea, R. F., Principles of Transistor Circuits, John Wiley & sons, 1953.
Strutt, M. I. O., Transistoren, S. Hirzel Verlag, 1954.

[1]) Siehe die Beiträge auf Seite 481 und Seite 483 dieses Heftes.
[2]) Siehe den Beitrag auf Seite 494 dieses Heftes.

Ing. CARL-HEINZ GRUNER, VEB Werk für Fernmeldewesen „WF", Berlin-Oberschöneweide, Halbleiterlabor

Über die Anwendung der r- und h-Parameter von Transistoren

Allgemeines

Die Grundformeln für einfache Schaltungen mit Vakuumtrioden basieren auf den drei Kenngrößen Steilheit, Durchgriff und Innenwiderstand, die dabei zunächst als rein reelle Größen behandelt werden. Da die Kristalltrioden in ihrer Anwendung mit Vakuumtrioden verglichen werden können, kann man ähnliche Grundformeln für sie aufstellen. Allerdings ist deren rechnerische Behandlung nicht ganz so einfach wie bei Röhren.

Nach Barkhausen gilt für die Verstärkerröhre:

$$S \cdot D \cdot R_i = 1. \qquad (1)$$

Daraus kann man erkennen, daß von einer Röhre nur zwei dieser drei Kenngrößen bekannt sein müssen; die dritte ergibt sich aus den beiden ersten. In den Röhrendatenblättern findet man daher oft entweder nur S und R_i oder D und R_i angegeben. Transistoren weisen nun vier voneinander unabhängige Kennwerte auf. Zu den auch bei Röhren auftretenden Formelgrößen für die Verstärkerwirkung (S bzw. D) und dem Ausgangwiderstand (R_i) kommen auf Grund der Eigenarten der Transistoren bei diesen noch Kenngrößen für den Eingangswiderstand und eine stets vorhandene (positive oder negative) innere Rückkopplung hinzu.

Als Kenngrößen für Transistoren dienen nun üblicherweise die Vierpolparameter, die auch in den meisten Datenblättern angegeben sind. Ebenso wie bei den Röhrendaten gelten diese Parameter nur für den angegebenen Arbeitspunkt, für kleine Amplituden der steuernden Größe und für eine Betriebsart (bei Flächentransistoren meist Emitterbasisschaltung, bei Spitzentransistoren meist Blockbasisschaltung). Ein Umrechnen der Parameter für die anderen Betriebsarten ist auch bei Transistoren möglich. Es werden entweder die r-Parameter oder neuerdings und besonders bei Flächentransistoren die h-Parameter angegeben.

Vierpolgleichungen

Diese Parameter werden in den folgenden Vierpolgleichungen angewendet:

$$dU_1 = dI_1 \cdot r_{11} + dI_2 \cdot r_{12} \quad \Big| \quad dU_1 = dI_1 \cdot h_{11} + dU_2 \cdot h_{12} \qquad (2a)$$
$$dU_2 = dI_1 \cdot r_{21} + dI_2 \cdot r_{22} \quad \Big| \quad dI_2 = dI_1 \cdot h_{21} + dU_2 \cdot h_{22} \qquad (2b)$$

Da diese Gleichungen neuerdings besonders häufig im Zusammenhang mit Transistoren verwandt werden, muß darauf hingewiesen werden, daß sie keine spezifischen Transistorformeln sind, sondern allgemein auf jeden Vierpol zutreffen (entsprechend der obigen Schreibweise auf solche mit rein ohmschen Widerständen). Durch das vor die einzelnen Ströme und Spannungen gesetzte d (= Differential) wird angedeutet, daß hier kleine Änderungen der betreffenden Größe gemeint sind.

r- oder h-Parameter?

Die r-Parameter besitzen, wie man aus den Gleichungen (2) erkennt, die Dimension von Widerständen; bei den h-Parametern ist h_{11} ein Widerstand, h_{22} ein Leitwert, während h_{12} und h_{21} dimensionslos sind. Das Symbol „h" ist aus „hybrid" = Mischling, Bastard entstanden, da diese Parameter verschiedene Dimensionen besitzen. Für die Berechnung von Schaltungen haben die r- und die h-Parameter, wie weiter unten gezeigt wird, prinzipiell gleiche Verwendbarkeit.

Nun ist es erwünscht, die Parameter von Transistoren direkt zu messen, denn bei einer Umrechnung von irgendwelchen gemessenen Werten in Vierpolparameter führen die stets auftretenden Meßfehler zu noch weitaus größeren Ungenauigkeiten der errechneten Parameter. Es hat sich aber gezeigt, daß bei der Messung der r-Parameter besonders bei Flächentransistoren, im geringeren Maße auch schon bei den Spitzentransistoren, technische Schwierigkeiten auftreten. Vor allem die Bedingung des ausgangsseitigen Leerlaufs für die Messung von r_{11} und r_{21} läßt sich bei den Spitzentransistoren mit den in der üblichen Blockbasisschaltung auftretenden Ausgangswiderständen r_{22} bis 50 kΩ und bei Flächentransistoren mit Ausgangswiderständen r_{22} bis 10 MΩ recht schwer erfüllen. Die Kollektor-Gleichstromspeisung zur Einstellung des Arbeitspunktes müßte bei der Messung der r-Parameter aus einer Stromquelle mit noch wesentlich höherem Innenwiderstand erfolgen, damit ein Leerlauf wenigstens angenähert erreicht wird.

Bei der Messung der h-Parameter wird statt dessen die Bedingung des ausgangsseitigen Kurzschlusses gestellt, die einfacher realisiert werden kann. Von der meßtechnischen Seite her sind also die h-Parameter leichter zu handhaben als die r-Parameter.

Aber auch bei der schaltungstechnischen Anwendung der Transistoren zeigen sich Vorteile der h-Parameter gegenüber den r-Parametern, wenigstens solange noch keine Transistoren mit viel geringeren Ausgangswiderständen existieren.

Der Spitzentransistor wird meist in der Schaltung eines ein- und ausgangsseitigen angepaßten Leistungsverstärkers betrieben. Die ausgangsseitige Anpassung des Verbrauchswiderstandes steht zwischen Leerlauf- und Kurzschlußfall; es liegt also die Verwendung von r- und h-Parametern gleich nahe.

Flächentransistoren müssen jedoch am Ausgang meistens unterangepaßt werden, und das kommt den h-Parametern mit der Kurzschlußbedingung näher als den r-Parametern. Eine gleiche formelmäßige Behandlung von Spitzen- und Flächentransistoren erscheint wünschenswert, und deshalb werden die h-Parameter gegenüber den heute noch weit verbreiteten r-Parametern an Bedeutung gewinnen. Außerdem ist der äußerst wichtige Wert α, die Kurzschlußstromverstärkung des Transistors, identisch mit h_{21}; aus den r-Parametern muß er erst nach $\alpha = -\frac{r_{21}}{r_{22}}$ errechnet werden. Auch die Bedingung für Selbsterregung des Transistors $\delta = 1$, für die der Kurzschlußstabilitäts-Beiwert $\delta = \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{11} \cdot r_{22}}$ aus allen vier Parametern berechnet werden muß, ergibt sich einfacher aus $h_{11} = 0$. Gegen Selbsterregung stabile Transistoren müssen lediglich — in h-Parametern ausgedrückt — die Bedingung $h_{11} > 0$ erfüllen.

Bedeutung der einzelnen Vierpolparameter

Eingangswiderstand

Setzt man in den Gleichungen (2a) bei den r-Parametern dI_2 bzw. bei den h-Parametern dU_2 gleich Null, so lassen sie sich nach r_{11} bzw. h_{11} auflösen:

$$r_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1}\Big|_{I_2 = \text{const.}} \qquad h_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1}\Big|_{U_2 = \text{const.}} \qquad (3)$$

Die beiden Parameter mit dem Index $_{11}$ sind also als ein Maß für den Eingangswiderstand des Transistors zu betrachten, und zwar r_{11} bei ausgangsseitigem Leerlauf und h_{11} bei ausgangsseitigem Kurzschluß[1]). In den Röhrenformeln der NF-Verstärkertechnik wird der Eingangswiderstand durchweg als unendlich groß behandelt.

Innere Rückkopplung

Wird in den Formeln (2a) dI_1 gleich Null gesetzt, lassen sich die Werte r_{12} und h_{12} berechnen:

$$r_{12} = \frac{\partial U_1}{\partial I_2}\Big|_{I_1 = \text{const.}} \qquad h_{12} = \frac{\partial U_1}{\partial U_2}\Big|_{I_1 = \text{const.}} \qquad (4)$$

Diese beiden Parameter geben einen Anhaltspunkt für die Beurteilung der inneren (positiven oder negativen) Rückkopplung des Transistors (Rückwirkung zwischen Ausgangs- und Eingangskreis.) In vielen Fällen ist eine solche Rückkopplung

[1]) Hierbei sind die wechselstrommäßigen Arbeitsbedingungen gemeint; also $\partial I_2 = 0$ entspr. $I_2 = \text{const.}$

wenig angenehm, so daß es erwünscht erscheint, r_{12} bzw. h_{12} im Transistor von vornherein so klein wie möglich zu halten. Soll diese Rückkopplung einen bestimmten höheren Wert erhalten, kann dies durch Zuschalten eines Widerstandes zwischen der dem Eingangs- und dem Ausgangskreis gemeinsamen Elektrode und dem Basispunkt der Schaltung bequem erreicht werden.

Verstärkung

Durch eine ähnliche Rechenoperation erhält man:

$$r_{21} = \frac{\partial U_2}{\partial I_1}\Big|_{I_2 = \text{const.}} \quad \Big| \quad h_{21} = \frac{\partial I_2}{\partial I_1}\Big|_{U_2 = \text{const.}} \qquad (5)$$

Diese Parameter sind für die Verstärkerwirkung des Transistors kennzeichnend. Sucht man die dazu dualen Ausdrücke[1])

$$\frac{\partial I_2}{\partial U_1}\Big|_{U_2 = \text{const.}} \quad \text{und} \quad \frac{\partial U_2}{\partial U_1}\Big|_{I_2 = \text{const.}}, \qquad (5a)$$

so erkennt man im linken die Steilheit S und im rechten den Verstärkungsfaktor $\mu = \frac{1}{D}$ aus der Röhrenpraxis wieder. Außerdem ist h_{21} gleich dem Kurzschluß-Stromverstärkungsfaktor α, einem Wert, dem bereits seit Beginn der Transistorentwicklung große Bedeutung für die qualitative Beurteilung von Transistoren beigemessen wird. Er soll möglichst groß sein, kann jedoch beispielsweise bei Flächentransistoren in Blockbasisschaltung den Wert 1 aus physikalischen Gründen nicht übersteigen.

Ausgangswiderstand und -leitwert

$$r_{22} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2}\Big|_{I_1 = \text{const.}} \quad \Big| \quad h_{22} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2}\Big|_{I_1 = \text{const.}} \qquad (6)$$

Diese Parameter bezeichnen den Ausgangswiderstand bzw. -leitwert des Transistors, und zwar bei offenem Eingang. Sie haben dieselbe Bedeutung wie der Innenwiderstand R_i bei den Röhrendaten. Zu beachten ist, daß im Gegensatz zum Röhreninnenwiderstand der Ausgangswiderstand von Transistoren auch bei beliebig niedrigen Frequenzen von dem am Eingang angeschalteten Generatorinnenwiderstand R_q der Steuerstromquelle (Mikrofon, Übertrager o. ä.) abhängt.

Umrechnung der r-Parameter in h-Parameter und umgekehrt

Aus den Gleichungen (2) lassen sich die folgenden Beziehungen ableiten:

$$h_{11} = r_{11} \cdot a_r^2 \qquad r_{11} = h_{11} \cdot a_h^2 \qquad (7a)$$

$$\left(\text{mit } a_r^2 = 1 - \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{11} \cdot r_{22}} \quad \text{und} \quad a_h^2 = 1 - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}\right) \qquad (7b)$$

$$h_{12} = \frac{r_{12}}{r_{22}} \qquad r_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} \qquad (8)$$

$$h_{21} = -\frac{r_{21}}{r_{22}} \qquad r_{21} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} \qquad (9)$$

$$h_{22} = \frac{1}{r_{22}} \qquad r_{22} = \frac{1}{h_{22}} \qquad (10)$$

Diese Umrechnung ist möglichst zu vermeiden, da sich dabei die aus den Meßfehlern resultierenden Ungenauigkeiten stark vergrößern können.

Nichtangepaßter Betrieb

Eingangswiderstand

Wegen der inneren Rückkopplung ist der Transistor-Eingangswiderstand auch von dem am Ausgang angeschlossenen Verbraucherwiderstand R_L bzw. dem Leitwert G_L abhängig. Setzt man in die Gleichungen (2b) den Ausdruck

$$dU_2 = -dI_2 \cdot R_L \quad \Big| \quad dI_2 = -dU_2 \cdot G_L$$

ein, so ergibt sich nach Umformung

$$0 = dI_1 \cdot r_{21} + dI_2 \cdot (r_{22} + R_L) \;\Big|\; 0 = dI_1 \cdot h_{21} + dU_2 (h_{22} + G_L).$$

Diese Gleichungen nach I_2 bzw. U_2 aufgelöst und in die Gleichungen (2a) eingesetzt, ergeben

$$dU_1 = dI_1 \cdot r_{11} - dI_1 \cdot \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{22} + R_L} \;\Big|\; dU_1 = dI_1 \cdot h_{11} - dI_1 \cdot \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + G_L},$$

und nach Division durch dI_1 erhält man den Eingangswiderstand

$$r_E = r_{11} - \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{22} + R_L} \quad \Big| \quad r_E = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + G_L} \qquad (11)$$

Ausgangswiderstand und -leitwert

In entsprechender Weise kann man die Werte des Ausgangswiderstandes r_A bzw. -leitwertes $1/r_A$ bei gegebenem Innenwiderstand des Generators R_q berechnen, wenn man in die Gleichungen (2a)

$$dU_1 = -dI_1 \cdot R_q$$

einsetzt:

$$r_A = r_{22} - \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{11} + R_q} \quad \Big| \quad \frac{1}{r_A} = h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} + R_q} \qquad (12)$$

Stromverstärkung

Bei gegebenem Belastungswiderstand R_L bzw. -leitwert G_L errechnet sich die auftretende Stromverstärkung α wie folgt: Nach Einsetzen von

$$dU_2 = -dI_2 \cdot R_L \quad \text{bzw.} \quad dU_2 = -\frac{dI_2}{G_L}$$

in die Gleichungen (2b) wird $\alpha = \frac{dI_2}{dI_1}$:

$$\alpha = -\frac{r_{21}}{r_{22} + R_L} \quad \Big| \quad \alpha = \frac{h_{21} \cdot G_L}{h_{22} + G_L} \qquad (13)$$

Spannungsverstärkung

Aus den Gleichungen (2) ergibt sich nach dem Einsetzen von

$$dI_2 = -\frac{dU_2}{R_L} \quad \text{bzw.} \quad dI_2 = -dU_2 \cdot G_L$$

und zweckentsprechendem Umformen die Spannungsverstärkung $\beta = \frac{dU_2}{dU_1}$:

$$\beta = \frac{r_{21} \cdot R_L}{r_{11}(r_{22} + R_L) - r_{12} \cdot r_{21}} \;\Big|\; \beta = -\frac{h_{21}}{h_{11}(h_{22} + G_L) - h_{12} \cdot h_{21}} \qquad (14)$$

Leistungsverstärkung

Bezeichnet man das Verhältnis der am Belastungswiderstand erzeugten Nutzleistung zu der vom Transistor aufgenommenen Eingangsleistung als Leistungsverstärkung γ, so ergibt sich:

$$\gamma = \frac{r_{21}^2 \cdot R_L}{r_{11}(r_{22} + R_L)^2 - r_{12} \cdot r_{21}(r_{22} + R_L)}$$

$$\gamma = \frac{h_{21}^2 \cdot G_L}{h_{11} \cdot (h_{22} + G_L)^2 - h_{12} \cdot h_{21} \cdot (h_{22} + G_L)} \qquad (15)$$

Angepaßter Betrieb

Maximale Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung nach Gleichung (15) erreicht ihren größten Wert, wenn der Belastungswiderstand leistungsmäßig an den Transistorausgang angepaßt wird. Dazu muß er der folgenden Bedingung genügen:

$$R_L = r_{22} \cdot a_r \quad \Big| \quad G_L = h_{22} \cdot a_h \qquad (16)$$

Ist der Transistor nach den Gleichungen (16) ausgangsseitig angepaßt, wird sein Eingangswiderstand

$$r_E = r_{11} \cdot a_r \quad \Big| \quad r_E = h_{11} \cdot a_h \qquad (17)$$

[1]) Hier bedeutet „dual": Ströme werden durch die (in diesem Fall im Vergleich zur Röhrenschaltung) entsprechenden Spannungen, Spannungen durch entsprechende Ströme ersetzt. Das bedeutet, daß Widerstände zu Leitwerten werden und umgekehrt.

Zur Vereinfachung dieser und der folgenden Formeln wird in Übereinstimmung mit den Gleichungen (7b) definiert:

$$a_r = \sqrt{1 - \frac{r_{12} \cdot r_{21}}{r_{11} \cdot r_{22}}} \quad \Big| \quad a_h = \sqrt{1 - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}}$$

Dann wird die Leistungsverstärkung

$$\gamma_{max} = \frac{r_{11} \cdot r_{22}}{r_{12}^2} (1 - a_r)^2 \quad \Big| \quad \gamma_{max} = \frac{h_{11} \cdot h_{22}}{h_{12}^2} (1 - a_h)^2 \qquad (18)$$

Stromverstärkung

Bei Anpassung des Lastwiderstandes nach den Gleichungen (16) ergibt sich der Stromverstärkungsfaktor

$$\alpha = -\frac{r_{11}}{r_{12}} \cdot (1 - a_r) \quad \Big| \quad \alpha = \frac{h_{11} \cdot h_{22} \cdot a_h}{h_{12}} (1 - a_h) \qquad (19)$$

Spannungsverstärkung

Die Ausgangsspannung ist bei Anpassung β_{max} mal höher als die Eingangsspannung:

$$\beta = \frac{r_{22}}{r_{12}} \cdot (1 - a_r) \quad \Big| \quad \beta = -\frac{1 - a_h}{h_{12} \cdot a_h} \qquad (20)$$

Anwendungsbeispiel

Zum Schluß sei noch an einem Rechenbeispiel die Anwendung der gegebenen Grundformeln gezeigt.

Ein Transistor habe die folgenden Vierpolparameter:

$r_{11} = 350\ \Omega$	$h_{11} = 110\ \Omega$
$r_{12} = 120\ \Omega$	$h_{12} = 6 \cdot 10^{-3}$
$r_{21} = 40\ k\Omega$	$h_{21} = -2$
$r_{22} = 20\ k\Omega$	$h_{22} = 50\ \mu S$

1. Wie groß sind bei einem Belastungswiderstand von 10 kΩ
   a) Eingangswiderstand?
   b) Leistungsverstärkung?
2. a) Wie groß muß der Belastungswiderstand für maximale Leistungsverstärkung gemacht werden?
   b) Wie groß ist die erreichbare Verstärkung?
   c) Wie groß wird der Eingangswiderstand?

Berechnung:

Zu 1a: Aus (11) ergibt sich

$$r_E = 0{,}35 - \frac{0{,}12 \cdot 40}{20 + 10} \quad \Big| \quad r_E = 110 - \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot (-2)}{50 \cdot 10^{-6} + 10^{-4}}$$

$$r_E = 0{,}19\ k\Omega \quad \Big| \quad r_E = 190\ \Omega$$

Zu 1b: Aus (15) wird die Leistungsverstärkung

$$\gamma = \frac{1{,}6 \cdot 10^9 \cdot 10^4}{350 \cdot 0{,}9 \cdot 10^9 - 4{,}8 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^4}$$

$$\gamma = 93{,}5 \mathrel{\hat{=}} 19{,}7\ dB$$

$$\gamma = \frac{4 \cdot 10^{-4}}{110 \cdot 2{,}25 \cdot 10^{-8} + 1{,}2 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-4}}$$

$$\gamma = 93{,}5 \mathrel{\hat{=}} 19{,}7\ dB$$

Zu 2a: Aus (7b) erhält man

$$a_r = \sqrt{1 - \frac{0{,}12 \cdot 40}{0{,}35 \cdot 20}} = 0{,}56 \quad \Big| \quad a_h = \sqrt{1 - \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot (-2)}{110 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}} = 1{,}782$$

und weiter aus (16):

$$R_L = 20 \cdot 10^3 \cdot 0{,}56 = 11{,}2\ k\Omega$$

$$G_L = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}782 = 89{,}2\ \mu S \mathrel{\hat{=}} 11{,}2\ k\Omega$$

Zu 2b: Aus (18) ergibt sich

$$\gamma_{max} = \frac{0{,}35 \cdot 20}{0{,}12^2} \cdot (1 - 0{,}56)^2 \quad \Big| \quad \gamma_{max} = \frac{110 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{6^2 \cdot 10^{-6}} (1 - 1{,}782)^2$$

$$\gamma_{max} = 94{,}3 \mathrel{\hat{=}} 19{,}74\ dB \quad \Big| \quad \gamma_{max} = 94{,}3 \mathrel{\hat{=}} 19{,}74\ dB$$

Zu 2c: Aus (17) errechnet man den Eingangswiderstand zu

$$r_E = 350 \cdot 0{,}56 = 196\ \Omega \quad \Big| \quad r_E = 110 \cdot 1{,}782 = 196\ \Omega.$$

Dipl.-Math. GERHARD RAABE

Mitteilung aus der Forschungs- und Entwicklungsstelle des VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow bei Berlin

Vierpolparameter und Kenngrößen von Flächentransistoren

Definitionen und Ersatzschaltbilder

Flächentransistoren sind Halbleiterbauelemente, die zur Verstärkung, Schwingungserzeugung und für Regel- und Schaltzwecke herangezogen werden können. Zur Festlegung eines Arbeitspunktes des Transistors ist die Angabe von vier Größen notwendig, der Emitter- und Kollektorspannungen sowie der Emitter- und Kollektorströme. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, das nichtlineare Kennlinienfeld eines Transistors durch eine Darstellung der Emitterspannung U_e und des Kollektorstromes I_c als Funktionen des Emitterstromes I_e und der Kollektorspannung U_c zu erfassen.

$$U_e = U_e (I_e, U_c)$$
$$I_c = I_c (I_e, U_c). \qquad (1)$$

Bei hinreichend kleinen Spannungs- und Stromänderungen am Arbeitspunkt, das heißt bei kleinen Signalen, lassen sich die Transistoren als aktive lineare Vierpole auffassen, deren Eigenschaften durch vier Kenngrößen beschrieben werden können. Diese vier Kenngrößen, die sogenannten h-Parameter, ergeben sich aus folgender Betrachtung:

Stellt man kleine Strom- und Spannungsänderungen um einen festgegebenen Arbeitspunkt U_e°, U_c°, I_e°, I_c° mit den Gleichungen

$$U_e = U_e^\circ + u_1 \qquad I_e = I_e^\circ + i_1$$
$$U_c = U_c^\circ + u_2 \qquad I_c = I_c^\circ + i_2 \qquad (2)$$

dar, in denen u_1, u_2, i_1, i_2 die kleinen Änderungen darstellen sollen, und bildet im festen Arbeitspunkt das totale Differential der Gleichungen (1), so erhält man die Gleichungen

$$u_1 = \frac{\partial U_e}{\partial I_e} i_1 + \frac{\partial U_e}{\partial U_c} u_2 \qquad i_2 = \frac{\partial I_c}{\partial I_e} i_1 + \frac{\partial I_c}{\partial U_c} u_2, \qquad (3)$$

wobei in die partiellen Ableitungen die Werte des Arbeitspunktes einzusetzen sind. Führt man hierin die abkürzende Schreibweise

$$h_{11} = \frac{\partial U_e}{\partial I_e}; \quad h_{12} = \frac{\partial U_e}{\partial U_c}; \quad h_{21} = \frac{\partial I_c}{\partial I_e}; \quad h_{22} = \frac{\partial I_c}{\partial U_c} \qquad (4)$$

ein, so liegen die Definitionen der h-Parameter vor. Die h-Parameter stellen die Neigungen der Kennlinien in einem festen Arbeitspunkt U_e°, U_c°, I_e°, I_c° dar, sind also als partielle Änderungen nach einer der zwei Variablen I_e und U_c anzusehen. Daraus geht gleichzeitig hervor, daß die Bestimmung dieser h-Parameter nicht statisch erfolgen kann, sondern dynamisch vorgenommen werden muß.

Wenn man nur hinreichend kleine Strom- und Spannungsänderungen berücksichtigt, so ergibt sich ganz allgemein für einen Flächentransistor das Bild 1 mit den angegebenen Richtungen für Ströme und Spannungen.

Es gilt das System

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2, \qquad (5)$$

Bild 1: Allgemeines Vierpolersatzschaltbild eines Transistors

das sich auch in der Matrix-Darstellung mit der Form

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \tag{6}$$

schreiben läßt. Die Bedeutungen der vier h-Parameter sind aus diesen Gleichungen leicht abzulesen. Es ist

$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$ der Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$),

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$ die Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang ($i_1 = 0$),

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ die Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$);

$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ der Ausgangsleitwert bei offenem Eingang ($i_1 = 0$). (7)

h_{11} hat die Dimension eines Widerstandes [Ω], h_{12} und h_{21} sind dimensionslos, und h_{22} hat die Dimension eines Leitwertes [Ω^{-1}].

Grundschaltungen des Transistors

Die drei Elektroden eines Transistors — Block, Emitter und Kollektor — lassen insgesamt sechs Schaltungsmöglichkeiten zu, von denen jedoch nur drei von praktischer Bedeutung sind. Je nachdem, welche der drei Elektroden der gemeinsame Pol des Eingangs- und Ausgangskreises ist, unterscheidet man zwischen Blockbasisschaltung, Emitterbasisschaltung und Kollektorbasisschaltung. Die Bilder 2 bis 4 zeigen die verschiedenen Schaltbilder und ihre entsprechenden Vierpolersatzschaltbilder. Der Blockbasisschaltung ordnet man die ungestrichenen h-Parameter zu, der Emitterbasisschaltung die sogenannten h'-Parameter (man lese: ha-Strich-Parameter), und die Kollektorbasisschaltung erhält die h''-Parameter (ha-Zwei-Strich-Parameter). Die Zusammenhänge der h-, h'- und h''-Parameter untereinander werden anschließend abgeleitet. Wie bei den h-Parametern wählt man auch für die Ströme und Spannungen bei der Emitterbasisschaltung einmal gestrichene Größen und bei der Kollektorbasisschaltung zweimal gestrichene Größen.

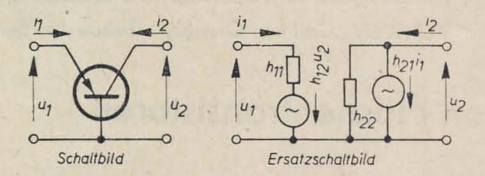
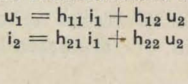


Bild 2:
Schaltbild und Ersatzschaltbild der Blockbasisschaltung



$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$
$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$

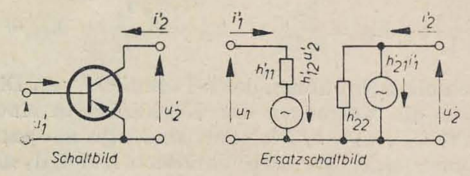


Bild 3:
Schaltbild und Ersatzschaltbild der Emitterbasisschaltung
$u_1' = h_{11}' i_1' + h_{12}' u_2'$
$i_2' = h_{21}' i_1' + h_{22}' u_2'$

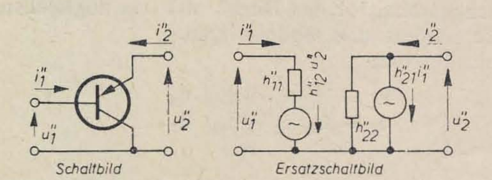


Bild 4:
Schaltbild und Ersatzschaltbild der Kollektorbasisschaltung
$u_1'' = h_{11}'' i_1'' + h_{12}'' u_2''$
$i_2'' = h_{21}'' i_1'' + h_{22}'' u_2''$

Da man bei Transistoren grundsätzlich nur eine der drei h-Matrizen im Kenndatenblatt vorfindet, und zwar in den meisten Fällen die Matrix der Blockbasisschaltung, ist die Kenntnis der Beziehungen zwischen den verschiedenen h-Parametern erforderlich, um die Einsatzmöglichkeit des Transistors in den anderen Schaltungsarten beurteilen zu können.

Berechnung der h'- und h''-Parameter aus den h-Parametern

Sind die h-Parameter der Blockbasisschaltung vorgegeben, so lassen sich die h'-Parameter der Emitterbasisschaltung und die h''-Parameter der Kollektorbasisschaltung durch diese ausdrücken. Vergleicht man die Schaltbilder der Blockbasisschaltung und der Emitterbasisschaltung miteinander, so ergeben sich zwischen den Strömen und Spannungen folgende Relationen:

$$\begin{aligned} u_1 &= -u_1' & i_1 &= -i_1' - i_2' \\ u_2 &= -u_1' + u_2' & i_2 &= i_2' \end{aligned} \tag{11}$$

Führt man diese Gleichungen in die Vierpolgleichungen (8) für die Blockbasisschaltung ein, so erhält man das System:

$$\begin{aligned} (h_{12} - 1)\, u_1' + h_{11}\, i_2' &= -h_{11}\, i_1' + h_{12}\, u_2' \\ h_{22}\, u_1' + (1 + h_{21})\, i_2' &= -h_{21}\, i_1' + h_{22}\, u_2' \end{aligned} \tag{12}$$

Das Gleichungssystem (12) wird so umgeformt, daß Gleichung (12a) nach u_1' aufgelöst und i_2' durch die anderen Größen ausgedrückt wird. Ebenso ist Gleichung (12b) nach i_2' aufzulösen und u_1' durch die übrigen Größen zu ersetzen. Man erhält dann die Vierpolgleichungen für die Emitterbasisschaltung:

$$\begin{aligned} (1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h)\, u_1' &= h_{11}\, i_1' + (\Delta h - h_{12})\, u_2' \\ (1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h)\, i_2' &= (-h_{21} - \Delta h)\, i_1' + h_{22}\, u_2' \end{aligned} \tag{13}$$

mit $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$. (14)

Die h'-Parameter ergeben sich danach aus den Beziehungen:

$$h_{11}' = \frac{h_{11}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \qquad h_{12}' = \frac{\Delta h - h_{12}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h}$$
$$h_{21}' = \frac{-h_{21} - \Delta h}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \qquad h_{22}' = \frac{h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \tag{15}$$

Die h''-Parameter für die Kollektorbasisschaltung folgen völlig analog. Ein Vergleich der Schaltbilder 2 und 4 liefert zwischen den Strömen und Spannungen die Beziehungen:

$$\begin{aligned} u_1 &= -u_1'' + u_2'' & i_1 &= i_2'' \\ u_2 &= -u_1'' & i_2 &= -i_1'' - i_2'' \end{aligned} \tag{16}$$

Einsetzen dieser Gleichungen in die Vierpolgleichungen für die Blockbasisschaltung und eine Umformung auf die Form der Relationen für die Kollektorbasisschaltung ergibt für die h''-Parameter die Werte:

$$h_{11}'' = \frac{h_{11}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \qquad h_{12}'' = \frac{1 + h_{21}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h}$$
$$h_{21}'' = \frac{h_{12} - 1}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \qquad h_{22}'' = \frac{h_{22}}{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h} \tag{17}$$

Berechnung der h- und h''-Parameter aus den h'-Parametern

Sind die h'-Parameter der Emitterbasisschaltung vorgegeben, so erhält man mit einer ähnlichen Umrechnungsmethode die Parameter der Blockbasis- und der Kollektorbasisschaltung aus folgenden Beziehungen:

$$h_{11} = \frac{h_{11}'}{1 + h_{21}' - h_{12}' + \Delta h'} \qquad h_{12} = \frac{\Delta h' - h_{12}'}{1 + h_{21}' + \Delta h' - h_{12}'}$$
$$h_{21} = \frac{-h'_{21} - \Delta h'}{1 + h_{21}' - h_{12}' + \Delta h'} \qquad h_{22} = \frac{h_{22}'}{1 + h_{21}' - h_{12}' + \Delta h'} \tag{18}$$

(mit $\Delta h' = h_{11}' h_{22}' - h_{12}' h_{21}'$)
und

$$h_{11}'' = h_{11}' \qquad h_{12}'' = 1 - h_{12}'$$
$$h_{21}'' = -(1 + h_{21}') \qquad h_{22}'' = h_{22}'. \tag{19}$$

Berechnung der h- und h'-Parameter aus den h''-Parametern

Wenn die h''-Parameter der Kollektorschaltung gegeben sind, erhält man die h- und die h'-Parameter nach folgenden Formeln:

$$h_{11} = \frac{h_{11}''}{\Delta h''} \qquad h_{12} = \frac{h_{21}'' + \Delta h''}{\Delta h''}$$
$$h_{21} = \frac{h_{12}'' - \Delta h''}{\Delta h''} \qquad h_{22} = \frac{h_{22}''}{\Delta h''} \tag{20}$$

(mit $\Delta h'' = h_{11}'' h_{22}'' - h_{12}'' h_{21}''$)
und

$$h_{11}' = h_{11}'' \qquad h_{12}' = 1 - h_{12}''$$
$$h_{21}' = -(1 + h_{21}'') \qquad h_{22}' = h_{22}''. \tag{21}$$

Näherungsformeln für die praktische Anwendung

Für die praktische Anwendung dieser Formeln kann man noch einige Vernachlässigungen vornehmen, da zwischen den einzelnen Größen starke Größenordnungsunterschiede auftreten. Betrachtet man etwa den Nenner der Formeln (15), so hat darin $h_{21} + 1$ die Größenordnung 10^{-2}. $\Delta h - h_{12}$ hat dagegen nur die Größenordnung 10^{-5}, kann also gegenüber $h_{21} + 1$ ohne Bedenken vernachlässigt werden. Vernachlässigt man alle Summanden, die um drei Zehnerpotenzen kleiner sind, so ergeben sich die vereinfachten Relationen, die am besten in folgender Matrizenübersicht dargestellt werden:

	$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}' & h_{12}' \\ h_{21}' & h_{22}' \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}'' & h_{12}'' \\ h_{21}'' & h_{22}'' \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}'}{1+h_{21}'} & \frac{\Delta h' - h_{12}'}{1+h_{21}'} \\ \frac{-h_{21}'}{1+h_{21}'} & \frac{h_{22}'}{1+h_{21}'} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}''}{\Delta h''} & \frac{h_{21}'' + \Delta h''}{\Delta h''} \\ \frac{h_{12}'' - \Delta h''}{\Delta h''} & \frac{h_{22}''}{\Delta h''} \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} h_{11}' & h_{12}' \\ h_{21}' & h_{22}' \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{1+h_{21}} & \frac{\Delta h - h_{12}}{1+h_{21}} \\ \frac{-h_{21}}{1+h_{21}} & \frac{h_{22}}{1+h_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}' & h_{12}' \\ h_{21}' & h_{22}' \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}'' & 1 - h_{12}'' \\ -(1+h_{21}'') & h_{22}'' \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} h_{11}'' & h_{12}'' \\ h_{21}'' & h_{22}'' \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{1+h_{21}} & 1 \\ \frac{-1}{1+h_{21}} & \frac{h_{22}}{1+h_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}' & 1 \\ -(1+h_{21}') & h_{22}' \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} h_{11}'' & h_{12}'' \\ h_{21}'' & h_{22}'' \end{pmatrix}$

Die Anwendung dieser Tabelle geschieht in der Weise, daß man in der (senkrechten) Spalte der vorgegebenen Werte den Schnittpunkt mit der (waagerechten) Zeile der gesuchten Werte aufsucht und anschließend die entsprechenden Elemente der gesuchten Matrix mit denen der als Schnittpunkt gefundenen Matrix identifiziert.

Berechnungsunterlagen für Transistorschaltungen

Eine Reihe von weiteren Berechnungsunterlagen, die für den Praktiker von Wichtigkeit sind, sollen unter Zugrundelegen der h-Parameter für die Blockbasisschaltung abgeleitet werden. Diese Beziehungen haben selbstverständlich auch für die beiden anderen Schaltungsarten volle Gültigkeit. Man muß nur die entsprechenden h'- oder h''-Parameter in die Formeln einsetzen, dabei aber berücksichtigen, daß dann auch die Strom- und Spannungsgrößen die gestrichenen Werte bedeuten.

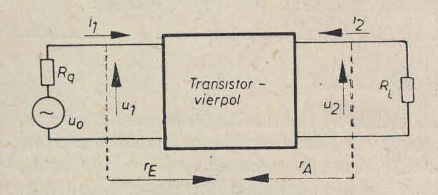


Bild 5: Vierpolersatzschaltbild des Transistors mit Spannungsquelle, Quellwiderstand und Lastwiderstand

An den Eingang des Transistorvierpols wird eine Spannungsquelle mit der Quellenspannung u_0 und dem Quellenwiderstand R_q geschaltet, am Ausgang des Vierpols wird ein Lastwiderstand R_L angeschlossen. Eingangs- und Ausgangswiderstand des Transistorvierpols seien mit r_E bzw. r_A bezeichnet. Für den Transistor gelten die beiden Vierpolgleichungen:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \tag{23}$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2. \tag{24}$$

Für die Eingangsspannung u_1 erhält man:

$$-u_1 = u_0 + R_q i_1, \tag{25}$$

und am Ausgang muß gelten:

$$-u_2 = R_L i_2. \tag{26}$$

Aus diesen vier Gleichungen lassen sich die gesuchten Werte ableiten.

Stromverstärkung α

Die Stromverstärkung α in Vorwärtsrichtung ist definiert als das Verhältnis von i_2 zu i_1.

Aus Gleichung (24) ergibt sich durch Einsetzen von (26):

$$i_2 = h_{21} i_1 - h_{22} R_L i_2.$$

Damit wird

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \tag{27}$$

Spannungsverstärkung β

Die Spannungsverstärkung β in Vorwärtsrichtung wird gegeben durch das Verhältnis von u_2 zu u_1.

Aus den Gleichungen (26) und (27) erhält man für i_1:

$$i_1 = -u_2 \cdot \frac{1 + h_{22} \cdot R_L}{h_{21} \cdot R_L}$$

Diese Beziehung und die erste Vierpolgleichung (23) liefern die Spannungsverstärkung

$$\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + R_L \Delta h} \tag{28}$$

mit $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$.

Eingangswiderstand r_E

Der Eingangswiderstand r_E des Vierpols ist definiert als das Verhältnis von u_1 zu i_1.

Aus den Gleichungen (23) und (26) leitet man ab:

$$\frac{u_1}{i_1} = h_{11} - h_{12} R_L \frac{i_2}{i_1},$$

und unter Berücksichtigung der Gleichung (27) für die Stromverstärkung α erhält man den Eingangswiderstand:

$$r_E = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{1 + R_L h_{22}}. \tag{29}$$

Ausgangswiderstand r_A

Der Ausgangswiderstand r_A ist gegeben als das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Ausgangsstrom des Vierpols, wenn keine Quellenspannung ($u_0 = 0$) vorhanden ist.

Die Gleichungen (23) und (25) liefern zunächst

$i_1 = \frac{h_{12}}{h_{11} + R_q} \cdot u_2$, und dieser Ausdruck ergibt mit (24) den Ausgangswiderstand:

$$r_A = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_q}{\Delta h + R_q h_{22}}. \tag{30}$$

Leistungsverstärkung γ

Man versteht unter der maximal erreichbaren Leistungsverstärkung γ bei beliebigem Quellwiderstand R_q und beliebigem Lastwiderstand R_L das Verhältnis aus der im Lastwiderstand R_L verbrauchten Leistung zur maximal verfügbaren Leistung der Spannungsquelle u_0.

Die im Widerstand R_L verbrauchte Leistung ist

$$N = i_2^2 \cdot R_L, \tag{31}$$

die Spannungsquelle u_0 ist in der Lage, als maximale Leistung den Wert

$$N_0 = \frac{u_0^2}{4 R_q} \tag{32}$$

abzugeben. Damit wird

$$\gamma = \frac{N}{N_0} = 4 R_L \cdot R_q \cdot \left(\frac{i_2}{u_0}\right)^2. \qquad (33)$$

Eliminiert man aus den vier Gleichungen (23) bis (26) die Größen i_1, u_1 und u_2, so erhält man für i_2 zu u_0 den Ausdruck

$$\frac{i_2}{u_0} = \frac{-h_{21}}{h_{11} + R_L \Delta h + R_q (1 + h_{22} R_L)}.$$

Den allgemeinen Ausdruck für die maximal erreichbare Leistungsverstärkung erhält man also in der Gestalt:

$$\gamma = \frac{4 R_L R_q \cdot h_{21}^2}{[h_{11} + R_L \Delta h + R_q \cdot (1 + h_{22} R_L)]^2}. \qquad (34)$$

Leistungsverstärkung bei angepaßtem Eingang oder Ausgang γ_E bzw. γ_A

Bei angepaßtem Eingang, das heißt bei Anpassung des Quellwiderstandes R_q an den Eingangswiderstand r_E, ist der Lastwiderstand R_L beliebig, dagegen R_q durch

$$R_q = r_E = \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{1 + R_L h_{22}} \qquad (35)$$

bestimmt. Dadurch wird die Leistungsverstärkung γ_E nur eine Funktion des Lastwiderstandes R_L:

$$\gamma_E = \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + R_L h_{22}) (h_{11} + R_L \Delta h)}. \qquad (36)$$

Bei angepaßtem Ausgang ist $R_L = r_A$ und R_q beliebig und damit die Leistungsverstärkung γ_A nur eine Funktion des Quellwiderstandes R_q:

$$\gamma_A = \frac{h_{21}^2 R_q}{(h_{11} + R_q) (\Delta h + h_{22} R_q)} \qquad (37)$$

mit

$$R_L = \frac{h_{11} + R_q}{\Delta h + h_{22} R_q}.$$

Optimale Anpassung

Sind der Eingangswiderstand dem Quellwiderstand und der Ausgangswiderstand dem Lastwiderstand angepaßt, so liegt die optimale Anpassung vor. Aus den Bedingungen

$$r_E = R_q \text{ und } r_A = R_L$$

erhält man als optimale Werte von R_q und R_L die Ausdrücke:

$$R_{q\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}}$$

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}}, \qquad (38)$$

woraus sich ergibt:

$$R_{q\,opt} \cdot R_{L\,opt} = \frac{h_{11}}{h_{22}}. \qquad (39)$$

Optimale Leistungsverstärkung γ_{opt}

Die optimale Leistungsverstärkung liegt vor bei optimaler Anpassung. Man erhält ihren Wert aus (34) mit dem optimalen Quellwiderstand und dem optimalen Lastwiderstand nach den Formeln (38):

$$\gamma_{opt} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}}\right)^2. \qquad (40)$$

Literatur

[1] M. J. O. Strutt: „Transistoren“, S. Hirzel Verlag, Zürich 1954.

[2] W. Shockley: „Electrons and Holes in Semiconductors“, D. van Nostrand Company Inc., New York 1954.

Neue Richtlinien für die Entwicklung und Fertigung von Halbleiterbauelementen in der Deutschen Demokratischen Republik

In einer außerordentlichen Kollegiumssitzung beschäftigte sich die Leitung des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau mit den Fragen der Entwicklung und Fertigung von Halbleitern. Unter Teilnahme von namhaften Wissenschaftlern und Ingenieuren wie Prof. Rompe, Prof. Görlich, Dr. Schiller, Dr. Hahn, Dr. Blankenburg, Dr. Ladurner und weiteren Mitarbeitern aus Instituten und der volkseigenen Industrie wurden in einer breiten Diskussion die Probleme der Halbleitertechnik behandelt. Ausgehend von den wissenschaftlichen Erkenntnissen und dem Stand der Entwicklung sowie den wertvollen Hinweisen der Wissenschaftler und Ingenieure wurden wichtige Beschlüsse für die Weiterführung der Arbeiten auf diesem Gebiet gefaßt. Der Minister für Allgemeinen Maschinenbau, Helmut Wunderlich, gab u. a. folgende Anweisungen:

1. Die gesamte Arbeit wird in drei große Entwicklungsgruppen aufgeteilt:
   a) Entwicklungsgruppe für Transistoren, Gleichrichter und Dioden.
   b) Entwicklungsgruppe für fotoelektrische Halbleiter.
   c) Entwicklungsgruppe für thermoelektrische Generatoren.
2. Zur Koordinierung der gesamten Fragen auf dem Gebiet der Halbleitertechnik wird eine Organisationsgruppe geschaffen.
3. Die HV RFT wird beauftragt, in Zusammenarbeit mit der Deutschen Akademie der Wissenschaften und dem Staatssekretariat für Hochschulwesen Forschungsarbeiten zur Herstellung von reinstem Germanium und Silizium durchzuführen.
4. Die HV RFT wird beauftragt, in Zusammenarbeit mit dem Ministerium für Schwermaschinenbau und der Hochschule Ilmenau eine Studiengruppe für die Entwicklung der Schalttechnik für Transistoren zu schaffen.
5. Der VEB „Carl v. Ossietzky“ wird angewiesen, die Entwicklung bestimmter Transistorentypen fortzuführen und den Instituten und der Industrie aus der Nullserienproduktion größere Mengen von Transistoren zur Erprobung zuzuleiten. Der VEB Werk für Fernmeldewesen wird beauftragt, alle Voraussetzungen dafür zu schaffen, daß im Jahre 1957 die Produktion von Glasdioden und Transistoren aufgenommen werden kann.
6. Die HV RFT wird beauftragt, die in Frage kommenden Betriebe zu veranlassen, daß Dioden und Transistoren in breitem Maße in den entsprechenden Geräten zur Anwendung kommen.

Die konsequente Durchführung dieser Beschlüsse unter Mithilfe aller in Frage kommenden Institute und Betriebe wird es ermöglichen, künftig technische Geräte aller Art zu produzieren, die in Bezug auf Größe, Leistung und Wirtschaftlichkeit den Forderungen der neuen Technik entsprechen.

Dazu ist jedoch notwendig, daß die gerätebauende Industrie aus ihrer Zurückhaltung hervortritt und sofort dazu übergeht, mit den bereits vorhandenen Typen an Halbleitern Mustergeräte zu fertigen. Die Erprobung dieser Geräte wird es ermöglichen, den Entwicklern und den Produktionsbetrieben von Halbleitern wichtige Hinweise zu geben, so daß die Entwicklungs- und Überleitungstermine wesentlich gekürzt werden können.

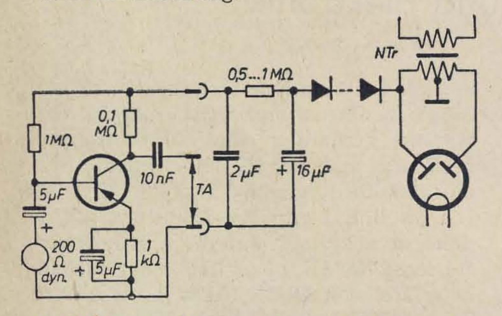
Transistorvorverstärker für Tauchspulenmikrofon



Tauchspulenmikrofon mit Transistorvorverstärker in ungefährer Größe einer Streichholzschachtel

Innenansicht des Vorverstärkers →

Tauchspulenmikrofone, die wegen ihrer Robustheit und ihrer immer weiter verbesserten Klangqualität eine weite Verbreitung gefunden haben, erfordern einen Eingangstransformator, der wegen der möglichen induktiven Brummeinstreuung abgeschirmt werden muß, und einen Vorverstärker. Wertet man die Tatsache aus, daß sich Transistoren auch als Spannungsverstärker schalten und verwenden lassen, so kommt man zu einem sehr einfachen Aufbau, der technisch und wirtschaftlich durchaus mit einem röhrenbestückten Vorverstärker konkurrieren kann. Die Bilder zeigen die Schaltung und die praktische Ausführung.



Schaltung des Vorverstärkers für Tauchspulenmikrofon mit nur einem Transistor

Der Flächentransistor, der aus der Entwicklungsserie des WBN „Carl von Ossietzky" stammt, arbeitet in Emitterschaltung. Der Eingangswiderstand beträgt bei der gewählten Dimensionierung einige kΩ, so daß die Tauchspule fast im Leerlauf und der Transistor eingangsseitig nahezu im Kurzschluß arbeitet. Ein Eingangstransformator ist entbehrlich. Kollektorseitig wird durch den für Transistoren relativ hohen Arbeitswiderstand von 100 kΩ der Leerlauffall angestrebt. Mit einem einzigen Transistor konnte so eine 350- bis 450fache Spannungsverstärkung erzielt werden. Der Frequenzgang des Verstärkers war noch ein wenig besser als der des verwendeten Mikrofons (100 bis 6000 Hz ± 5 dB). Durch richtige Wahl des Widerstandes im Emitter- und Blockkreis wurde der Arbeitspunkt so eingestellt, daß der Kollektorstrom 0,25 bis 0,3 mA groß war. Der Rauschpegel lag hinreichend niedrig. Ein Rundfunkgerät konnte am Tonabnehmereingang voll ausgesteuert werden. Bei Tonbandaufnahmen wurde der Lautstärkeregler stark zurückgedreht.

Der ganze Verstärker hat etwa den Rauminhalt einer Streichholzschachtel und trägt an der Rückseite (auf den Bildern nicht erkennbar) zwei Steckerstifte, die in den Tonabnehmeranschluß passen. Die gegen Masse negative Betriebsgleichspannung wird über einen getrennten Steckerstift zugeführt. Bei dem verhältnismäßig kleinen Strom ist sie einfach zu gewinnen und ohne großen Aufwand zu sieben.

Electronus

E. HERSCHSON

Übersetzung aus „Radio" Nr. 4 (1956)

Transistor-DF- und NF-Verstärker im Fernsehempfänger

In Fernsehempfängern, die nach dem Intercarrier- oder Differenzträgerverfahren arbeiten, ergeben sich bekanntlich verschiedene Schwierigkeiten im Schaltungsaufbau. Sie betreffen einmal die Abstimmung der HF-Breitbandverstärker und bestehen zum anderen in der Gefahr einer Amplitudenmodulation des Tonträgers durch den Bildträger.

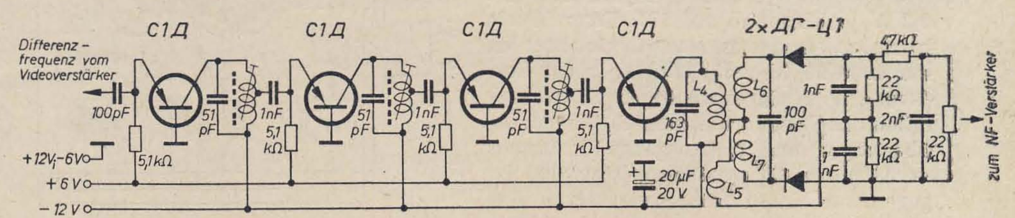
In einem Beitrag in der sowjetischen Zeitschrift „Radio" wurde eine DF- und NF-Verstärkerschaltung mit Transistoren beschrieben, mit der eine wesentlich ausgeprägtere Begrenzung und damit bessere Unterdrückung der parasitären Amplitudenmodulation als mit entsprechenden Röhrenschaltungen erzielt werden konnte.

Der DF-Verstärker ist mit vier Transistoren Typ C 1Д in Blockbasisschaltung aufgebaut. Bei 6,5 MHz liefern diese Transistoren allerdings nur ein Drittel der in NF-Stufen erreichten Verstärkung. Bild 1 zeigt die Schaltung des 6,5-MHz-DF-Verstärkers, während im Bild 2 die Amplitudencharakteristik angegeben ist. Die Abstimmung der Resonanzkreise erfolgt durch die Messingkerne der Spulen. Die 1-nF-Kondensatoren sind bei $^1/_3$ der Windungszahl angeschlossen.

Der Diskriminator ist mit zwei Dioden Typ ДГ-Ц1 aufgebaut. Bild 3 läßt den Spulenaufbau erkennen.

Die Differenzfrequenz wird am Aus-

Bild 1: Schaltung des 6,5-MHz-DF-Verstärkers mit Transistoren



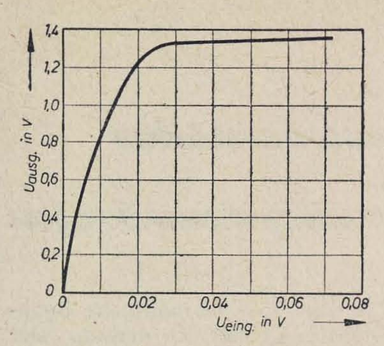


Bild 2: Amplitudencharakteristik des DF-Verstärkers

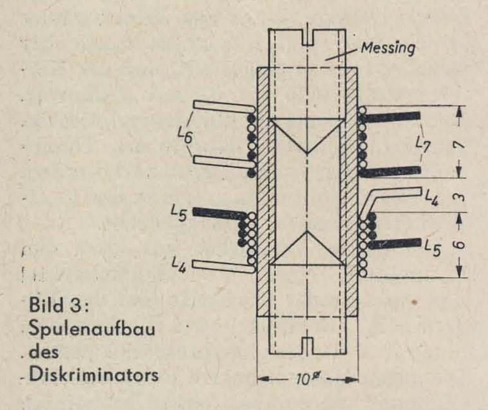


Bild 3: Spulenaufbau des Diskriminators

gang der ersten Videoverstärkerstufe ausgekoppelt. Bei der Abnahme des Tonträgers von der letzten Videoverstärkerstufe würde zwar ein Signal mit wesentlich größerer Amplitude zur Verfügung stehen, gleichzeitig ist aber mit einem höheren AM-Anteil zu rechnen.

Der ebenfalls mit Transistoren bestückte NF-Verstärker mit Gegentaktendstufe (Bild 4) steuert zwei dynamische Lautsprecher Typ 0,5-ГД-2 aus. Bei einer Betriebsspannung von 30 V gibt der Verstärker eine Ausgangsleistung von etwa 1,4 W ab, wobei der Klirrfaktor $< 4{,}5\%$ ist. Die erforderliche Eingangsspannung beträgt 50 mV. Da der gesamte NF-Verstärker eine Leistung von nur etwa 3 bis 3,5 W benötigt, erreicht der Wirkungsgrad seiner Ausgangsstufe 70 bis 80%.

Die in der AB-Gegentaktendstufe eingesetzten Transistoren Typ П-3 arbeiten in Blockbasisschaltung mit einer Emittervorspannung von + 0,1 V. Beim Betrieb ohne Vorspannung ist mit einem wesentlich höheren Klirrfaktor zu rechnen. Die Vorspannung wird von einer Diode oder von einem in die Speiseleitung geschalteten Widerstand abgenommen. Dabei darf der Innenwiderstand der Spannungsquelle nicht höher als 1,2 bis 2 Ω sein. In der Vorstufe arbeitet ein Transistor Typ П-3 in Kollektorbasisschaltung.

Die größte Spannungsverstärkung (etwa 80fach) wird in der zweiten Verstärkerstufe mit einem Transistor Typ П-2 in Emitterbasisschaltung erreicht. Die erste Verstärkerstufe arbeitet wieder in Kollektorbasisschaltung, die einen hohen Eingangswiderstand (einige 10 kΩ) aufweist, während ihr Ausgangswiderstand niedrig ist.

So wird für die nächste Stufe ein Quellenwiderstand von 300 bis 350 Ω erreicht, der den Klirrfaktor günstig beeinflußt. Der Frequenzgang des Verstärkers ist im Bereich von 70 bis 8000 Hz genügend linear.

Durch die geringen Eingangswiderstände der Gegentakttransistoren П-3 sind auch die Induktivitäten der Primärwicklungen des Übertragers Tr_1 sowie des Ausgangstrafos Tr_2 verhältnismäßig klein.

Die Primärinduktivität des Übertragers Tr_1 beträgt bei einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 2,7 = 1,5 H, die des Ausgangstransformators Tr_2 bei einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 11 = 4 H.

Der beschriebene Verstärker kann auch als Schallplattenverstärker eingesetzt werden, sofern der Tonabnehmer eine mittlere Ausgangsspannung von etwa 50 mV abgibt. Werden piezoelektrische Tonabnehmer mit hohem Ausgangswiderstand verwendet, ist noch eine Vorverstärkerstufe in Kollektorbasisschaltung notwendig.

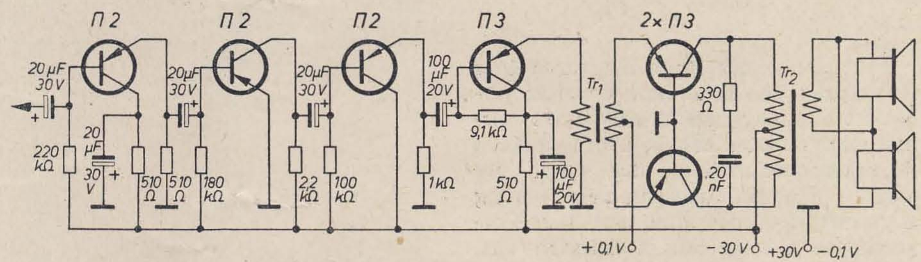


Bild 4: Schaltung des NF-Verstärkers mit Transistoren

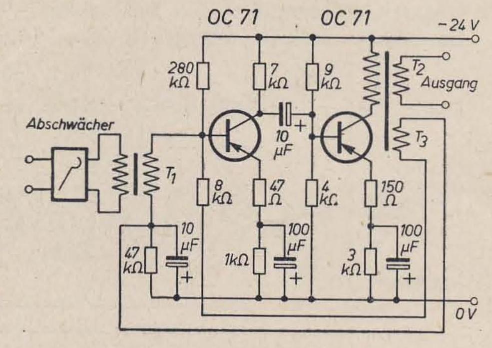
WERNER TAEGER

Der Transistor in der Nachrichtentechnik und Elektronik

Ein interessantes Beispiel für die Anwendung von Transistoren in der kommerziellen Nachrichtentechnik stellt der im Bild 1 als Schaltung gezeigte Kanalverstärker für Trägerfrequenz-Telefonie-Anlagen dar. Da zum Beispiel zu einer V 120-Anlage auch 120 Kanalverstärker gehören, wird durch die große Anzahl von Einschüben bei Röhrenverstärkern das Problem der Wärmeabführung akut. Dadurch wird bei größeren Anlagen, die mit Röhren bestückt sind, die Gestellgröße im wesentlichen mitbestimmt. Im Röhrenverstärker werden je Verstärker einschließlich Heizung etwa 4 W benötigt, also für ein Gestell mit 120 Einschüben rund 500 W. Bei Verwendung von Transistoren geht der Leistungsbedarf mit 0,2 W je Einschub auf 5% dieser Werte herunter, für das gesamte Gestell werden nur etwa 25 W benötigt. Wegen der Forderung nach einem niedrigen Klirrfaktor fallen die Transformatoren T_1 (Eingangsübertrager) und T_2 (Ausgangsübertrager) verhältnismäßig groß aus; trotzdem ist gegenüber einem Röhrenverstärker eine spürbare Verkleinerung der äußeren Abmessungen der Verstärkergestelle möglich.

Bei Trägerfrequenz-Telefonieverstärkern wird eine eingangs- und ausgangsseitige Transformatorkopplung gefordert; dabei sollen der dynamische Eingangswiderstand 600 Ω, der Ausgangswiderstand 300 Ω, die Ausgangsleistung 10 mW und die Leistungsverstärkung etwa 40 dB betragen. Daraus ergibt sich, daß der Verstärker zweistufig ausgeführt werden muß, was auch im Hinblick auf die Stabilitätsanforderungen zweckmäßig ist. Die im Bild 1 gezeigte Schaltung wurde daher so ausgelegt, daß die Leistungsverstärkung 60 dB abzüglich einer Gegenkopplung von 20 dB (über die Wicklung T_3) beträgt. Auf diese Weise läßt sich auch die Forderung nach einem Klirrfaktor von etwa 1% mit Sicherheit verwirklichen. Die Arbeitspunktstabilisierung ist verhältnismäßig einfach zu erreichen, da die hohe zur Verfügung stehende Speisespannung von 24 V das Verwenden von kapazitiv überbrückten (100 µF) Emitterwiderständen ermöglicht.

Bild 1: Kanalverstärker für Trägerfrequenz-Telefonie



Einen sehr einfach aufgebauten elektronischen Schalter für etwa 4 W Schaltleistung zeigt Bild 2. Der eigentliche Schalttransistor (zum Beispiel der Valvo-Typ OC 76) wird von einer sogenannten Schmitt-Trigger-Schaltung angesteuert. Ähnlich wie bei einem bistabilen Multivibrator sind auch beim Schmitt-Trigger

zwei stabile Arbeitszustände vorhanden, bei denen jeweils ein Transistor (oder eine Röhre) leitet und der andere sperrt. Zum Unterschied vom Multivibrator ist jedoch beim Schmitt-Trigger der Ansteuerungsvorgang ein anderer. Beim bistabilen Multivibrator sind beide stabilen Zustände möglich, ohne daß eine Steuergröße an den Eingangsklemmen liegt. Das Umschalten erfolgt durch abwechselndes Ansteuern mit gleichsinnig gerichteten Impulsen. Beim Schmitt-Trigger ist ungesteuert nur ein stabiler Zustand möglich, und zwar sperrt der erste Transistor, während der zweite geöffnet ist. Wird an den Block des ersten Transistors (falls er vom pnp-Typ ist) eine negative Spannung gelegt, so kippt die Anordnung beim Überschreiten eines Schwellwertes um, das heißt, daß nun der zweite Transistor gesperrt und der erste leitend ist. Dieser Zustand kann als „quasistabil" bezeichnet werden, weil er so lange ungestört bleibt, wie das Steuersignal größer oder gleich dem Schwellwert ist. Ist die Steuerspannung kleiner, so kippt die Schaltung in ihre Ausgangslage zurück. In der im Bild 2 gezeichneten Schaltung hat der Schmitt-Trigger die Aufgabe, eine Spannung beliebiger Form (also auch zum Beispiel eine Sinusschwingung) in einen Rechteckimpuls umzuformen, mit dem der Schalttransistor ein- bzw. ausgeschaltet wird. Die Steuerung durch derartige Impulse ist bei höheren Schaltleistungen deshalb notwendig, damit der Übergang vom offenen zum geschlossenen Zustand, das heißt die Umschaltzeit des Schalttransistors wegen einer zwischenzeitlichen Überlastung nicht zu lang wird. Im eingeschalteten Zustand fließt über den in der Schaltung eingezeichneten Lastwiderstand von 240 Ω ein Strom von 125 mA, wobei die Restspannung am Transistor 0,3 V beträgt. Auf der Eingangsseite benötigt er dazu einen Blockstrom von etwa 3,5 mA, der von der Schmitt-Trigger-Schaltung geliefert wird, die ihrerseits mit einer Spannung von 20 mV am Eingang voll ausgesteuert wird. Im ausgeschalteten Zustand beträgt der Reststrom über den Lastwiderstand etwa 30 µA. Im eingeschalteten wie im ausgeschalteten Zustand kann der Transistor also nicht überlastet werden.

Bei der Ansteuerung mit einer sinusförmigen Spannung von 5 kHz betragen die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten 3 bzw. 7 µs. Bei höheren Frequenzen treten wegen der Laufzeiteffekte geringe Impulsverformungen auf, wodurch die maximale Schaltfrequenz auf 25 kHz beschränkt wird. Der Schalttransistor läßt sich auch mechanisch durch getastete Gleichspannung steuern oder auch fotoelektrisch unter Zwischenschaltung einer geeigneten Steuerstufe. In allen Fällen ist die Versorgungsspannung niedrig und der Eigenverbrauch äußerst gering.

Drehzahlen lassen sich leicht messen, wenn durch eine rotierende Lochscheibe Lichtimpulse mit einer der zu messenden Drehzahl proportionalen Frequenz auf den Fototransistor im Bild 3 fallen. Die Lichtimpulse werden hier in Stromimpulse umgewandelt und im darauf folgenden Transistor verstärkt. Es ist zweckmäßig, die Verstärkung des Fototransistors so einzustellen, daß der zweite Transistor stark übersteuert wird. Dann entsteht an dessen Kollektor eine Rechteckspannung von der Amplitude der Speisespannung. Bei Lichteinfall wird die Kollektorspannung auf etwa 300 mV herabgedrückt, während in der Dunkelphase nur ein geringer Kollektorstrom fließt. Am Kollektor liegt während der Dunkelphase somit fast die gesamte Batteriespannung. Mit wachsender Drehzahl wird die Impulsfolgefrequenz größer und die zeitliche Dauer der einzelnen Impulse kleiner. Bei der höchsten auftretenden Drehzahl ist die Impulsbreite am geringsten. Der am Ausgang liegende Ladekondensator (15 nF) ist nun so zu bemessen, daß er bei der kleinsten Impulsbreite noch voll aufgeladen wird, das heißt, die Zeitkonstante für den Ladevorgang ist klein gegenüber der kürzesten Impulsdauer. In der nächsten Phase, also bei Lichteinfall, liegt die Kollektorspannung wieder auf 300 mV. In dieser Zeitspanne wird der Kondensator vollständig entladen. In der Gleichrichter-Graetz-Schaltung wird sowohl der Lade- als auch der Entladestrom dem Meßinstrument gleichsinnig zugeführt, so daß die Instrumentenanzeige eine zeitliche Integration von Stromimpulsen darstellt, die in ihrer Form frequenzunabhängig ist, jedoch in ihrer Folge der Drehzahl direkt proportional ist. Bei der angegebenen Dimensionierung erstreckt sich der lineare Anzeigebereich von 0 bis 3000 Umdrehungen in der Minute. Die maximale Impulsfolge beträgt dann 750 Hz.

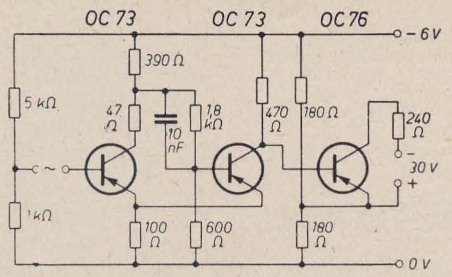


Bild 2: Elektronischer Schalter für 4 W Schaltleistung

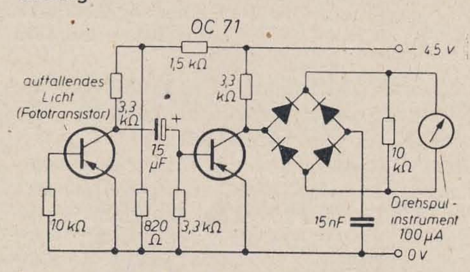


Bild 3: Drehzahlmesser mit Fototransistor

Die Angaben wurden Firmenunterlagen entnommen.

Lizenzen für die Transistorproduktion

Allemanna Svenska Elektriska	Schweden
Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi	Belgien
Automatic Telephone & Electric	Großbritannien
British Thomson Houston	Großbritannien
Compagnie Generale de Telegraphic Sans Fil	Frankreich
Ebauches	Schweiz
English Electric	Großbritannien
Marconi's Wireless Telegraph	Großbritannien
L. M. Ericsson	Schweden
Felten & Guilleaume Karlswerk	Westdeutschland
Ferranti	Großbritannien
Hassler Werke	Westdeutschland
General Electric Co. Ltd.	Großbritannien
Hitachi	Japan
Kobe Kogyo	Japan
Le Material Telephonique	Frankreich
Mitsubishi Electric Mfg	Japan
Northern Electric	Kanada
N. V. Philips	Niederlande
Pye	Großbritannien
Siemens & Halske	Westdeutschland
Societe Anonyme de Telecommunication	Frankreich
Societe Alsacienne de Constructions Mecaniques	Frankreich
Societe Industrielle de Liaisons Electriques	Frankreich
Standard Telephones & Cables	Großbritannien
SAF	Westdeutschland
Telefunken	Westdeutschland
Tokio Shibaura Electric	Japan
Tokio Tsushin Kogyo	Japan

Die Zahl der von der Western Electric vergebenen Lizenzen zur Herstellung und zum Verkauf von Transistoren hat sich seit 1953 verdoppelt. Während 1953 14 Firmen die Lizenz für die Produktion nach dem Bell System Patent erworben hatten, sind es heute bereits 29 (s. Aufstellung). Zwar liegt die Transistorproduktion der übrigen kapitalistischen Länder noch bedeutend unter derjenigen der USA, jedoch ist in letzter Zeit ein beachtlicher Aufschwung der Produktion in diesen Ländern zu verzeichnen. In den USA sollen im Jahre 1956 etwa 12 Millionen Transistoren hergestellt werden.

Auch in Japan befindet sich die Transistorenproduktion in einer bedeutenden Entwicklung. 1953 wurden hier noch keine Transistoren gefertigt, heute sind bereits fünf Firmen lizenziert. In Frankreich beschäftigte sich 1953 ebenfalls erst eine Firma mit der Herstellung von Transistoren. Japan ist neben den USA führend in der Herstellung von tragbaren Transistorgeräten. Aber auch in anderen Ländern werden sie in immer größerem Umfang für transportable Geräte verwendet. Die Firmen Pam Radio und Television (Großbritannien) bringen mit Transistoren bestückte Kofferempfänger zum Preise von etwa 65 Dollar heraus. Die Transistoren für diese Geräte werden von der Firma Pye hergestellt.

Entnommen aus „Electronics", Mai 1956

HORST MÜLLER

Mitteilung aus dem Applikationslabor des WBN, Teltow

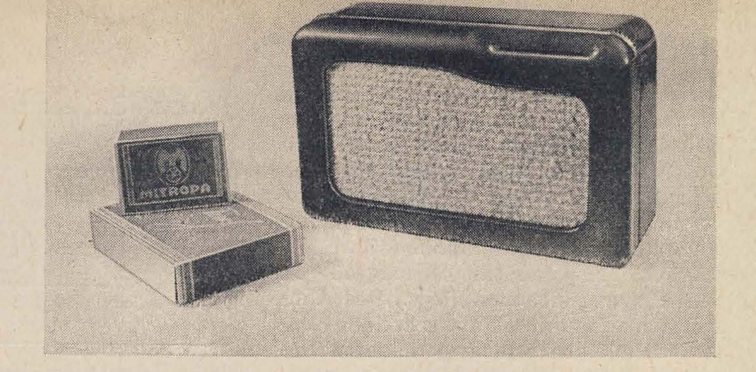


Bild 1: Die Außenansicht des Einkreisempfängers mit Spitzentransistoren. Abstimmung und Rückkopplung erfolgen über die an der Oberkante sichtbaren Rändelschrauben

Einkreisempfänger mit SPITZENTRANSISTOREN

Im Laufe des vergangenen Jahres sind die ersten vollständig oder teilweise mit Transistoren bestückten Kofferempfänger gefertigt worden. Obwohl es sich hierbei fast ausschließlich um Flächen- oder Schichttransistoren handelt, läßt sich auch mit Spitzentransistoren ein relativ einfacher Empfänger bauen. Allerdings ist die Ausführung solcher Geräte als Superhet nicht zu empfehlen, da sich vor allem durch den niedrigen Eingangswiderstand in Blockbasisschaltung verschiedene Schwierigkeiten ergeben. Die Emitterbasisschaltung mit ihrer höheren Eingangsimpedanz kann nicht angewendet werden, da Verstärkerstufen dieser Art mit Spitzentransistoren zu unstabilem Verhalten neigen. Darum sollen im folgenden die Schaltung und der Aufbau eines Einkreisempfängers für den Mittelwellenbereich mit Punktkontakttransistoren behandelt werden.

Bild 2 zeigt eine Schaltung mit Audion, zwei NF-Stufen und Gegentaktendstufe. Bei Verwendung von fünf Spitzentransistoren und einer Batterieleistung von 680 mW ist eine Sprechleistung von etwa 70 mW zu erreichen. Die Empfangsleistung liegt in der bei einem Einkreiser üblichen Größenordnung. In den Abendstunden ist die Trennschärfe wie bei Röhreneinkreisempfängern nicht ausreichend. Eine HF-Vorverstärkerstufe ist wegen der hohen Schwingneigung nur mit Schwierigkeiten zu realisieren.

Das Audion ist wie alle anderen Stufen in Blockbasisschaltung ausgeführt. Die Rückkopplung erfolgt über den Kondensator C_2 von etwa 30 pF vom Kollektor zum Emitter und stellt in seiner Regelung ein Analogon zu der aus der Röhrentechnik bekannten Schirmgitterrückkopplung dar. Die Kondensatoren C_4 und C_5 dienen zur Ableitung der restlichen Trägerfrequenz[1]). Mit dem Übertrager Tr_1 wird die Ausgangsimpedanz des Audions auf 200 Ω Eingangsimpedanz der nachfolgenden Stufe angepaßt. Die beiden NF-Verstärkerstufen sind grundsätzlich gleich aufgebaut und über Tr_2 miteinander gekoppelt. Am kapazitiv überbrückten Basiswiderstand fällt die Emittervorspannung ab. Mit R_3 bzw. R_5 und dem zugehörigen Kollektorwiderstand R_4 bzw. R_6 wird der Arbeitspunkt eingestellt. Um günstigste Verstärkereigenschaften zu erreichen, muß jeder Transistor getrennt eingestellt werden. Hierauf ist vor allem bei der Treiberstufe zu achten, damit die relativ hohen Eingangsspannungen noch unverzerrt verstärkt werden können. Der Arbeitspunkt liegt in dieser Stufe zur Vergrößerung der Aussteuerbarkeit etwas höher als üblich, wobei die Verstärkung allerdings auch etwas zurückgeht. Für die erste NF-Stufe ist $I_e = 1$ mA, $I_c = 3$ mA und für die zweite NF-Stufe $I_e = 1{,}5$ mA, $I_c = 4$ mA.

Die Übertrager Tr_1 und Tr_2 haben ein Übersetzungsverhältnis von 7 : 1 (10 kΩ : 200 Ω). Für den Kern M 20 mit 0,1 mm dickem Blech der Sorte D 2 betragen die Wickeldaten primär 5600 Wdg., 0,04 mm Ø CuL, sekundär 800 Wdg., 0,07 mm Ø CuL. Wegen der Gleichstromvormagnetisierung ist ein Luftspalt von 0,3 mm erforderlich. Die untere Grenzfrequenz liegt bei 180 Hz.

Die Endstufe wurde zur Erzielung einer höheren Leistung und eines günstigeren Klirrfaktors in Gegentakt-A-Schaltung ausgeführt. Für Spitzentransistoren ist unter Berücksichtigung ihrer besonderen Eigenschaften bzw. ihrer Kennlinienform der A-Betrieb am günstigsten. Gegenüber den Flächentransistoren, die im B-Betrieb einen Wirkungsgrad von etwa 60% haben, läßt sich mit Spitzentransistoren ein Wirkungsgrad von nur etwa 30% realisieren. Für Gegentaktschaltungen müssen die Transistoren paarweise dynamisch ausgesucht werden.

Der günstigste Abschlußwiderstand liegt bei 1 kΩ, wobei sich ein Eingangswiderstand von 50 Ω ergibt. Der Arbeitspunkt wird durch die am Kollektor liegende Wechselspannung bestimmt und mit den Widerständen R_7 und R_8 eingestellt. Für eine Aussteuerung bis zu 7 V am Kollektor, das sind etwa 50 mW, ist ein Arbeitspunkt von $I_e = 7$ mA und $I_c = 11$ mA bei 15 V Batteriespannung zu wählen. Damit ergibt sich eine 20- bis 25fache Spannungsverstärkung. Zur vollen Aussteuerung werden also am Eingang der Endstufe 2 × 0,3 V benötigt. Die Treiberstufe muß, da durch die Anpassung von 10 kΩ auf 2 × 50 Ω eine Spannungsuntersetzung entsteht, die Spannung von 7 V abgeben. Dies dürfte, da bei der Kleinheit der Übertrager größere Verluste entstehen und die untere Frequenzgrenze bei etwa 200 Hz liegt, den Nachteil der Blockbasisschaltung zeigen.

Für die Übertrager Tr_3 und Tr_4 wurden Kerne M 30 mit 0,1 mm dicken Blechen der Sorte D 2 verwendet. Die Wickeldaten sind: T_3 primär 5300 Wdg., 0,06 mm Ø CuL, sekundär 2 × 275 Wdg., 0,2 mm Ø CuL, der Kern ist gleichseitig geschichtet; Tr_4 primär 2 × 870 Wdg., 0,14 mm Ø CuL, sekundär 72 Wdg., 0,5 mm Ø CuL. Da in der Gegentaktstufe die Gleichstromvormagnetisierung kompensiert wird, kann der Übertrager Tr_4 wechselseitig gestopft werden.

Die Kondensatoren C_{10} und C_{11} liegen parallel zur Emitter- bzw. Kollektorbatterie der Endstufe. Zur Linearisierung des Frequenzganges wurde C_{12} mit 50 nF vorgesehen. Der Lautsprecher ist eine ovale 1-W-Spezialausführung.

Zum Zwecke einer höheren Stabilität der Endstufe wird die Emittervorspannung nicht durch einen Basiswiderstand erzeugt, dafür ist vielmehr ein getrennter 2-V-IKA-Kleinakku vorgesehen. Das Audion und die beiden NF-Stufen werden von einer 28-V-Batterie gespeist, den

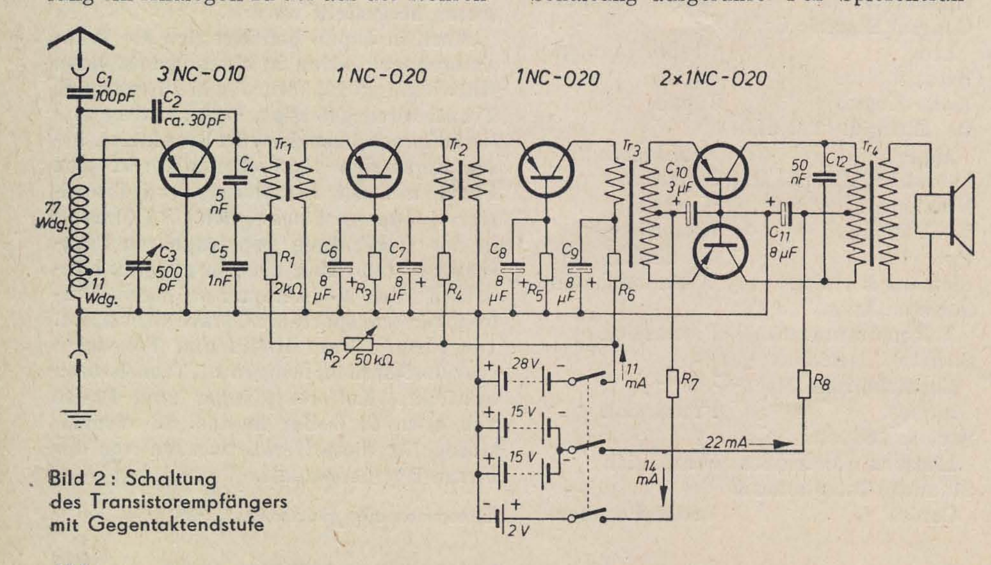


Bild 2: Schaltung des Transistorempfängers mit Gegentaktendstufe

[1]) Siehe auch den Beitrag „Über den Bau eines Transistorempfängers" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1956) S. 106 vom gleichen Verfasser.

Kollektorstrom der Endstufe liefern zwei parallel geschaltete 15-V-Batterien. Diese werden durch einfachen Umbau aus einer 85-V-Anodenbatterie gewonnen.

Die Leistungen und Leistungsverstärkungen der einzelnen Stufen sind in das Blockschaltbild (Bild 3) eingetragen. Den Aufbau des Gerätes lassen die Bilder 4 und 5 erkennen. In der Mitte des Chassis ist der Lautsprechermagnet, rechts daneben sind der 2-V-Kleinakku sowie die Übertrager Tr_3 und Tr_4 der Endstufe angeordnet. Die Transistoren des Audions und der NF-Stufen mit Zwischenübertrager sind im Bild 4 links zu sehen. Dahinter befinden sich der Luftdrehkondensator, die Induktivität sowie die Buchsen für Antenne und Erde. Der dreipolige Einschalter ist an der Rückseite des 170 × 150 × 70 mm großen Gerätes montiert. Die Knöpfe für Abstimmung und die Rückkopplung sind seitlich an den Kanten herausgeführt. Für die Form des Gehäuses sind im wesentlichen die Abmessungen des Lautsprechers bestimmend.

Außer dem bisher beschriebenen Schaltungsbeispiel mit Gegentaktendstufe ist bei geeigneter Schaltungsdimensionierung, jedoch mit einer geringen Sprechleistung (≈ 35 mW), auch der Aufbau einer einfachen Endstufe möglich. Die Schaltung eines Transistorempfängers mit drei Spitzentransistoren und Netzteil zeigt Bild 6.

Das Audion und die erste NF-Stufe haben den gleichen Aufbau wie im vorstehend beschriebenen Empfänger, lediglich für die Übertrager werden hier Kerne M 30 benötigt. Dadurch entstehen geringere Verluste. Die Übertrager Tr_1 und Tr_2 haben beide ein Übersetzungsverhältnis von 7 : 1. Die Kerne sind gleichseitig (0,3 mm Luftspalt) mit 0,1 mm dicken Blechen M 30 der Sorte D 2 gestopft. Wickeldaten: primär 4000 Wdg., 0,08 mm Ø CuL und sekundär 565 Wdg., 0,15 mm Ø CuL.

Die Endstufe arbeitet auf einen Lastwiderstand von 2 kΩ. In Reihe mit dem ohmschen Widerstand des Übertragers Tr_3 muß zur Stromstabilisierung des Arbeitspunktes noch ein 1,5-kΩ-Widerstand, mit C_8 kapazitiv überbrückt, geschaltet werden. Zu demselben Zweck befindet sich im Emitterkreis der Widerstand R_5 von etwa 10 Ω, der gleichzeitig für den Abgleich des Arbeitspunktes dient.

Für die Endstufe sind am besten Transistoren mit einer hohen Stromverstärkung α bei kleiner Kollektorspannung geeignet, da bei einem Strom von 5 mA an R_6 eine Gleichspannung von 10 V abfällt. Bei Verwendung nur einer Batterie (28 V) für die Vor- und die Endstufe steht eine Kollektorspannung von 15 V zur Verfügung. Damit können maximal 6 V Kollektorwechselspannung noch unverzerrt abgegeben werden. Da an Stelle des Basiswiderstandes zur Erzeugung der Emittervorspannung eine Germaniumdiode verwendet wird, konnte dieser Betrag noch heraufgesetzt werden. Bei Aussteuerung der Stufe verschiebt die Diode den Arbeitspunkt im Rhythmus der Eingangsspannung. Dadurch ergibt sich eine höhere Aussteuerbarkeit von 8 bis 10 V am Kollektor, das heißt, bei einem Abschlußwiderstand von 2 kΩ wird eine Primärleistung von 30 bis 50 mW erzeugt.

Der Eingangswiderstand der Endstufe beträgt 40 Ω, so daß bei einem Übersetzungsverhältnis von 7 : 1 des Übertragers Tr_2 die erste NF-Stufe auf einen Lastwiderstand von 2 kΩ arbeitet.

Die Wickeldaten des Übertragers Tr_3: primär 1740 Wdg., 0,14 mm Ø CuL, sekundär 72 Wdg., 0,5 mm Ø CuL. Kern und Schichtung wie bei Tr_1 und Tr_2.

Eine Zusammenstellung der Leistungsverstärkungen enthält das Blockschaltbild (Bild 7). Es besteht die Möglichkeit, das Gerät auch mit dem eingebauten Netzteil zu betreiben. Von dem in den Netzstecker eingebauten Spannungsteiler R_9 wird eine Spannung von 50 V abgegriffen und mit dem Germaniumflächengleichrichter OY 104 gleichgerichtet. Zur Siebung ist eine doppelte Siebkette, bestehend aus R_7, C_{10} und R_8, C_{11} vorgesehen. Der Netzteil darf nicht unbelastet betrieben werden, da die sonst stark ansteigende Leerlaufspannung die Kleinstkondensatoren zerstört.

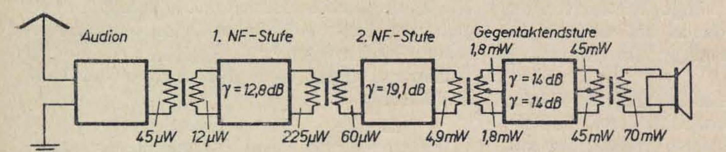


Bild 3: Blockschaltbild des Empfängers nach der Schaltung Bild 2

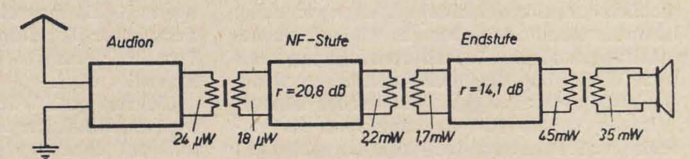


Bild 7: Blockschaltbild des Empfängers nach der Schaltung Bild 6

Bild 6: Einkreisgeradeausempfänger mit einfacher Endstufe

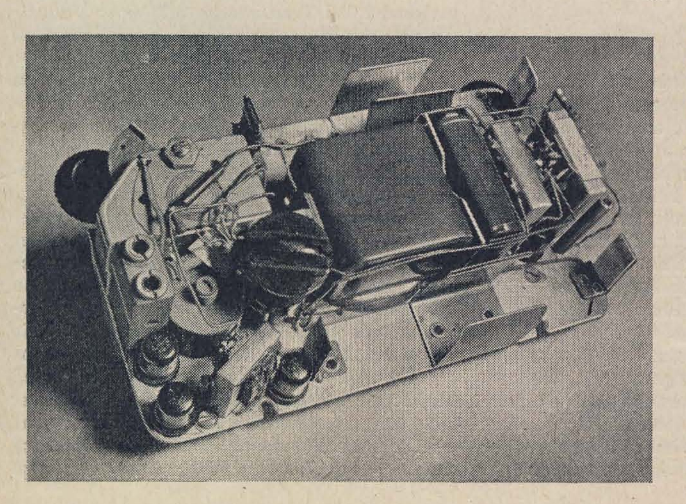
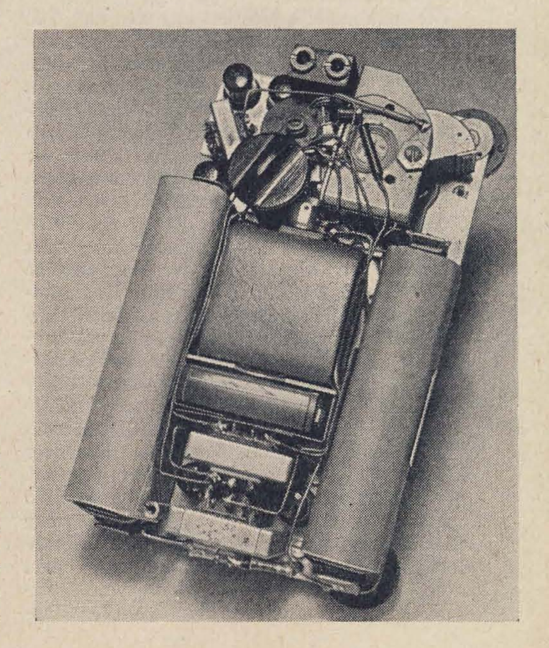


Bild 4: Das ausgebaute Chassis des Empfängers ohne Batterien. Links unten die Transistoren des Audions und der NF-Stufen mit Tr_1, rechts außen Tr_3 und Tr_4 ←



→ Bild 5: In dieser Ansicht mit eingesetzten Batterien ist rechts oben die Anordnung des Abstimmdrehkos, unten die der Gegentakttransistoren zu erkennen

Probleme der Fertigung von

LEISTUNGSTRANSIS

Gekürzte Wiedergabe eines Vortrages von Herrn Dr. Falter, VEB WBN Teltow, gehalten während einer Vortragsreihe, die von der Kammer der Technik in Leipzig am 5. 6. 1956 veranstaltet wurde (siehe auch Seite 500).

Einleitung

Beim Leistungstransistor kommt es hauptsächlich darauf an, eine hohe Leistung an einen Lastwiderstand abzugeben. In Niederfrequenzschaltungen können Transistoren Leistungen bis zu 20 W abgeben, die durch Gegentaktschaltungen noch wesentlich gesteigert werden können.

In der Tabelle sind Leistungswerte für verschiedene Transistoranwendungen angegeben [1].

Leistungswerte für verschiedene Transistoranwendungen

	V	mA	W
Mindestenergie für Aufrechterhaltung stabiler Schwingungen in Flächentransistoren	0,1	0,001	10^{-7}
Mittlerer Flächentransistor im Schwerhörigengerät	2	1,5	$3 \cdot 10^{-3}$
Punktkontakttransistor in Rechenmaschinenschaltungen	40 6	2 15	10^{-1}
Leistungstransistor	6 30	500 700	3 20

Die Mindestenergie, die zum Aufrechterhalten stabiler Schwingungen benötigt wird, beträgt 10^{-7} W. Die galvanische Spannung, die man durch Einstecken von zwei Elektroden in einen Apfel erzeugt, genügt schon, um einen mit Transistoren bestückten Tongenerator zum Schwingen anzuregen. Für die Vorstufen von Niederfrequenzverstärkern werden Transistoren mit einer Verlustleistung von 30 bis 50 mW eingesetzt, wie sie vom Schwerhörigengerät her bekannt sind. Der Punktkontakttransistor, der auf Grund seiner hohen Frequenzgrenze von einigen MHz noch in Rechengeräten angewendet wird, jedoch in Zukunft dort ebenfalls entweder durch Hochfrequenzflächentransistoren oder -tetroden ersetzt werden wird, besitzt eine Verlustleistung von etwa 100 mW.

Die maximale Verlustleistung der auf dem europäischen Markt erschienenen Transistoren beträgt etwa 3 W. In Amerika werden jedoch schon Transistortypen bis zu 20 W angeboten.

Die maximale Leistung, die ein Transistor abgeben kann, ist grundsätzlich festgelegt durch die obere Temperaturgrenze. Betrachten wir kurz die Arbeitsweise eines Flächentransistors. Die Übergangsschicht zwischen Emitter und Block ist niederohmig; die Übergangsschicht zwischen Block und Kollektor hochohmig, oder mit anderen Worten, die Emitter-Block-Strecke ist in Durchlaßrichtung, die Block-Kollektor-Strecke in Sperrichtung geschaltet. Da der gesamte Strom, der durch die Emitter-Block-Schicht hindurchtritt, bei einem Stromverstärkungsfaktor $\alpha \approx 1$ auch durch die Block-Kollektor-Schicht hindurchgeht, tritt die größte Joulesche Wärme $R \cdot J^2$ in der Kollektor-Block-Randschicht auf. Diese Temperatur wird in der Literatur als Sperrschichttemperatur angegeben. Die maximale Sperrschichttemperatur liegt für Germanium bei 75 bis 80° C, bei Annäherung an diese ändert der Transistor seine Kenndaten in erheblichem Maße, insbesondere sinkt seine Verstärkung wesentlich ab. Geht die Sperrschichttemperatur wieder auf 75 bis 80° C zurück, so besitzt der Transistor wieder seine ursprünglichen Eigenschaften. Die Höhe dieser Sperrschichttemperatur hängt bei konstanter elektrischer Belastung davon ab, wie die im Transistor erzeugte Wärme an die Umgebung abgeleitet wird.

Um eine gute Wärmeableitung zu erreichen, wird das Halbleiterplättchen mit der Kollektorseite auf einen Gewindebolzen gelötet, der mit dem Chassis verschraubt werden kann. Da der Kollektor gegenüber dem Chassis meist eine Potentialdifferenz aufweist, wird entweder innerhalb des Transistors oder zwischen Transistor und Chassis eine elektrische Isolierung vorgesehen, die ebenfalls einen geringen Wärmewiderstand besitzen muß.

Zum Berechnen der Wärmeableitungsbedingungen kann man ein thermisches Ersatzschaltbild benutzen [2].

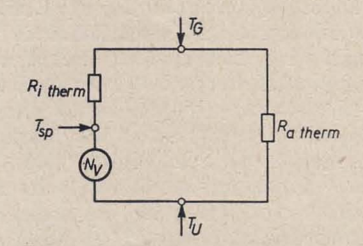


Bild 1: Thermisches Ersatzschaltbild eines Leistungstransistors

Der Transistor stellt einen aktiven abgeschlossenen Zweipol dar, der eine Wärmequelle von der Verlustleistung N_v an der Kollektor-Block-Randschicht mit der Sperrschichttemperatur T_{sp} enthält. Von der Randschicht fließt die Wärmemenge über den inneren thermischen Widerstand $R_{i\,therm}$ zum Gehäuse des Transistors, das auf die Temperatur T_G erwärmt wird. Die Wärmemenge fließt vom Gehäuse, dessen Wärmeabgabe infolge der geringen Oberfläche klein ist, in die Kühlfläche des Chassis, und die Kühlfläche gibt diese Wärmemenge über den Wärmeaustauschwiderstand $R_{a\,therm}$ an die Umgebung ab, die die Temperatur T_u besitzt. Rechnet man diesen Zweipol analog den elektrischen Betrachtungen aus, dann erhält man für die Temperaturdifferenz zwischen Sperrschichttemperatur T_{sp} und Umgebungstemperatur T_u:

$$\Delta T = T_{sp} - T_u = N_v (R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$$

Nun ist aber $R_{a\,therm}$ umgekehrt proportional der Abkühlungsfläche:

$$R_{a\,therm} = \frac{1}{\sigma \cdot F}.$$

Die Wärmeaustauschkonstante σ, in mW/cm² °C gemessen, liegt bei üblichen Chassisblechen zwischen 1 bis 2 mW/cm² ° C.

Hieraus ergibt sich für die erforderliche Kühlfläche:

$$\frac{T_{sp} - T_u}{N_v} - R_{i\,therm} = R_{a\,therm} = \frac{1}{\sigma \cdot F}$$

oder

$$\frac{1}{F} = \frac{(T_{sp} - T_u)\,\sigma - R_{i\,therm}\,N_v\,\sigma}{N_v}$$

$$F = \frac{N_v}{\sigma\,(\Delta T - R_{i\,therm}\,N_v)}$$

$$N_v = F\,\sigma\,(\Delta T - R_{i\,therm}\,N_v) = \frac{\Delta T}{R_{i\,therm} + R_{a\,therm}}$$

Für einen Transistor mit 1 W Verlustleistung, einer Sperrschichttemperatur von $T_{sp} = 75°$ C, einer Umgebungstemperatur $T_u = 45°$ C, einem inneren thermischen Widerstand $R_i = 22{,}5$ ° C/W und einer Wärmeaustauschkonstante $\sigma = 1{,}5$ mW/cm² ° C ergibt sich eine Kühlfläche von

$$F = \frac{1000}{1{,}5\,(30 - 22{,}5 \cdot 1)} = \frac{1000}{1{,}5 \cdot 7{,}5} \approx 100 \text{ cm}^2.$$

Um eine möglichst hohe Verlustleistung in einer Transistorkonstruktion zu erreichen, ergeben sich für den Konstrukteur von Transistoren zwei Forderungen:

1. die Sperrschichttemperatur zu erhöhen,
2. den inneren thermischen Widerstand herabzusetzen.

Bei Germanium läßt sich die Sperrschichttemperatur nicht wesentlich über 80° C heraufsetzen. Bei Verwendung von Silizium jedoch kann die Sperrschichttemperatur auf 150 bis 200° C erhöht werden. Die Kühlfläche kann dann bei geeigneten Wärmequerschnitten auf den zehnten Teil im Vergleich zum Germaniumbauelement herabgesetzt werden. Transistoren höherer Leistung stellt man daher am zweckmäßigsten mit Silizium als Halbleiterwerkstoff her. Die amerikanische Industrie zum Beispiel verwendet bei Transistoren mit einer Verlustleistung von 20 W hauptsächlich Silizium. Daß Silizium als Werkstoff für Transistoren kleinerer Leistung nicht weitere Verwendung gefunden hat, liegt noch an der Schwierigkeit der technologischen Verarbeitung, die bei Silizium wesentlich größer ist als bei Germanium.

Den inneren thermischen Widerstand herabzusetzen, stößt auf Schwierigkeiten [3]. Der Ausdehnungskoeffizient von Germanium beträgt $6{,}0 \cdot 10^{-6}$/°C und bei Kupfer beträgt er $16 \cdot 10^{-6}$/°C. Bei Erwärmung des Germaniumplättchens würde es zu erheblichen thermischen Spannungen kommen. Ferner ist die Wärmeleitung von Indium wesentlich kleiner als die von Germanium oder Kupfer. Beim Indium ist die Wärmeleitfähigkeit 0,06 cal/cm sec °C und bei Kupfer 0,92 cal/cm sec °C. Da der Kollektor des Germaniumhalbleiters mit Indium legiert wird, tritt bei allen zu dicken Kollektorschichten ein zu großer Wärmewiderstand auf. Man muß

STOREN

also die Dicke des Kollektors möglichst klein halten. Bei geringer Dicke dieser Schicht muß man dann aber Rücksicht auf die verschiedenen Ausdehnungskoeffizienten des mit Indium dotierten Germaniumplättchens und des Kupferbolzens nehmen. Man legt deshalb zwischen Halbleiterplättchen und Kupferbolzen noch eine Scheibe aus Molybdän, das eine Wärmeleitung von 0,35 cal/cm sec °C und einen Ausdehnungskoeffizienten von etwa $5{,}5 \cdot 10^{-6}$ °C besitzt. Da Molybdän aber nicht direkt mit Kupfer oder Germanium lötbar ist, muß die Oberfläche noch mit Gold oder Silber anlegiert werden.

Hieraus ergibt sich, daß die Konstruktion eines Leistungstransistors (Bild 2) einen wesentlich höheren technologischen Aufwand erfordert, als dies beim Vorstufentransistor notwendig ist,

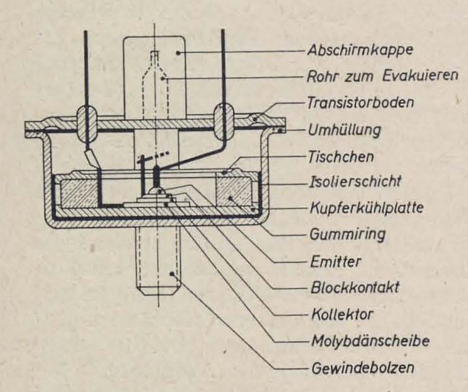


Bild 2: Aufbau eines Leistungstransistors

dessen Kollektor, Block und Emitter direkt durch einfache Zuführungsdrähte mit den äußeren Elektroden verbunden sind.

Zweifelsohne ist die obere Leistungsgrenze eines Transistors hauptsächlich von der guten Wärmeableitung seiner Verlustleistung abhängig. Nun ist aber eine elektrische Leistung immer gegeben durch das Produkt aus Strom und Spannung. Eine gegebene Leistung kann man sowohl durch die hohe Spannung und kleinen Strom als auch durch hohen Strom und kleine Spannung erzielen. Bei einer festgelegten Transistorkonstruktion, zum Beispiel dem Legierungstransistor, wie er heute meist üblich ist, sind die maximale Spannung und der maximale Strom durch physikalische Vorgänge begrenzt.

Physikalische Probleme an der Kollektor-Block-Schicht

Die maximale Spannung, die auf der Ausgangsseite an den Transistor gelegt werden kann, ist begrenzt durch die Spannung, die im Innern des Transistors an der Kollektor-Block-Schicht liegt.

Drei Faktoren begrenzen diese Spannung.

Erstens kann die Feldstärke an der Kollektorrandschicht nicht unbegrenzt erhöht werden. Bei einer gewissen Spannung — in der Literatur als Zener-Spannung bekannt — steigt der Kollektorstrom lawinenartig an. Auf Grund der Theorie ergibt sich für diese Zener-Spannung:

$$U = \varepsilon \cdot k \cdot \mathfrak{E} - \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d}\right)$$

ε = Dielektrizitätskonstante
$\mathfrak{E}$ = Zenerfeldstärke
k = Konstante
N_a, N_u = Donatoren- bzw. Akzeptorenkonzentration in der Kollektor- bzw. Blockschicht.

Für Germanium wurden für $\mathfrak{E}$ Werte von $2 \cdot 10^5$ V/cm gefunden. Bei Randschichtdicken von 10 μ ergeben sich je nach Dotierung Durchschlagsspannungen von 20 bis 200 V. Da man bei Legierungstransistoren die Konzentration in der Kollektorrandschicht nur schwer beeinflussen kann, ist man gezwungen, bei Transistoren für höhere Spannungen die Dotierungskonzentration im Block herabzusetzen. Dies führt jedoch zu einem hohen Blockwiderstand und damit zu einer Herabsetzung der oberen Frequenzgrenze.

Der zweite Faktor, der die obere Spannung begrenzt, ist die Tatsache, daß sich beim Erhöhen der Kollektorspannung die Kollektorrandschicht verbreitert. Bei hohen Spannungen kann die Verbreiterung der Kollektorrandschicht dazu führen, daß sie sich bis in die Emitterrandschicht hineinzieht. Dieser Kurzschluß der Randschicht ist beim Legierungstransistor, bei dem die Verbreiterung der Randschicht ausschließlich in Richtung zum Block geht, von besonderer Bedeutung. Dies liegt daran, wie bereits oben erwähnt, daß bei dieser Transistorkonstruktion die Konzentration der Störstellen in der Kollektorrandschicht sehr groß ist und technologisch kaum beeinflußt werden kann. Auf der anderen Seite muß man die Dicke der Blockschicht klein halten, um eine gute Stromverstärkung und eine hohe Frequenzgrenze zu erreichen.

Bei Transistoren, die nach dem Wachstumsverfahren hergestellt sind, läßt sich die Konzentration der Störstellen in der Kollektorrandschicht wesentlich besser beeinflussen als beim Legierungstransistor. Man kann dort die Konzentration sehr gering halten, so daß sich bei diesem Typ trotz hoher Spannung noch eine hohe Frequenzgrenze erreichen läßt.

Der dritte Faktor, der die Spannung am Kollektor begrenzt, ist das Ansteigen des Sättigungsstromes mit der Kollektorspannung. Dieser ansteigende Sättigungsstrom bedingt ein Anwachsen der Verlustleistung und damit der Temperatur der Kollektorrandschicht. Bei höheren Temperaturen wird der Transistor instabil und fällt damit für die Verwendung aus.

Physikalische Probleme an der Emitter-Block-Schicht

Man erhält einen maximalen Kollektorstrom, wenn der vom Emitter in den Block injizierte Strom ohne Verlust durch den Block hindurchdiffundieren kann und in seiner Gesamtheit im Kollektorkreis erscheint. Ein Maß hierfür ist der Stromverstärkungsfaktor α bzw. α'. Mißt man den Stromverstärkungsfaktor α' in Abhängigkeit vom Emitterstrom, so erhält man keinesfalls einen konstanten Wert, sondern eine Anhängigkeit, wie sie in Kurve b von Bild 3 dargestellt ist.

Der Stromverstärkungsfaktor steigt zunächst an, erreicht einen Maximalwert und fällt dann bei hohen Emitterströmen umgekehrt proportional zum Emitterstrom ab, das heißt, es sinkt bei hohen Emitterströmen auch der Kollektorstrom und damit die abgebbare Leistung ab. Man erklärt sich den Kurvenverlauf folgendermaßen:

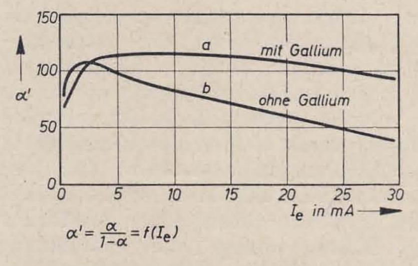


Bild 3: Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors α' vom Emitterstrom I_e

Bei kleinen Emitterströmen wird ein Teil der vom Emitter in den Block hineingeschickten Ladungsträger — beim p-n-p-Transistor sind es Löcher oder Defektelektronen — von den an der Oberfläche des Halbleiterplättchens sitzenden Elektronen neutralisiert. Man nennt diese Erscheinung Oberflächenrekombination. Es gelangen also nicht alle Ladungsträger, die vom Emitter ausgehen, zum Kollektor. Dies drückt sich im Stromverstärkungsfaktor α dadurch aus, daß er den Wert 1 nicht ganz erreicht. Steigert man nun den Emitterstrom, so erhöht sich auf der Emitterseite der Randschicht die Ladungsbelegung, und da die Randschicht bestrebt ist, ihre Ladungsneutralität zu bewahren, fließt aus dem Block der entgegengesetzte Ladungsstrom auf die andere Seite der Emitterrandschicht. Da aber hierdurch an dieser Randschicht eine größere Ladungskonzentration der aus dem Block stammenden Ladungsträger, das heißt hier Elektronen, auftritt als auf der Blockseite der Kollektorrandschicht, versuchen die Ladungsträger, die aus der Randschicht Block-Emitter stammen, zur Kollektorrandschicht hinüberzudiffundieren. Hierdurch wird die Neutralitätsbedingung an der Randschicht Block-Emitter gestört, und es bildet sich dort ein zusätzliches Potentialgefälle aus, so daß die vom Emitter in den Block injizierten Ladungsträger zusätzlich beschleunigt werden. Hierdurch sinkt der Anteil der Rekombination, und der Kollektorstrom steigt bei größer werdendem Emitterstrom etwas schneller an als bei kleinen Emitterströmen. Dies ist gleichbedeutend mit einem Ansteigen des α-Wertes.

Wird der Emitterstrom noch weiter erhöht, so fließen aus der Spannungsquelle in den Block weitere Ladungsträger entgegengesetzten Vorzeichens ein. Die Ladungsträger vom Emitter rekombinieren immer mehr mit diesen Ladungsträgern. Ferner fließen immer größere Anteile dieser Ladungsträger über die Block-Emitter-Randschicht in den Emitter hinein. Dies bedeutet, daß zwar der Emittterstrom im Block-Emitter-Kreis steigt, jedoch die Anzahl der aus dem Emitter injizierten Ladungsträger, die am Kollektor ankommen, nicht mehr proportional dem Emitterstrom steigt, sondern anteilig sinkt. Dies bedeutet wiederum, daß auch die Stromverstärkung absinkt. Nun geht aus der Theorie des Leitungsmechanismus aber hervor, daß der Wert von $1 - \alpha$, das heißt der Anteil derjenigen Ladungsträger, die, vom Emitter injiziert, nicht am Kollektor ankommen, proportional $\frac{\sigma_b}{\sigma_e} \cdot \frac{W}{D_n}$ ist,

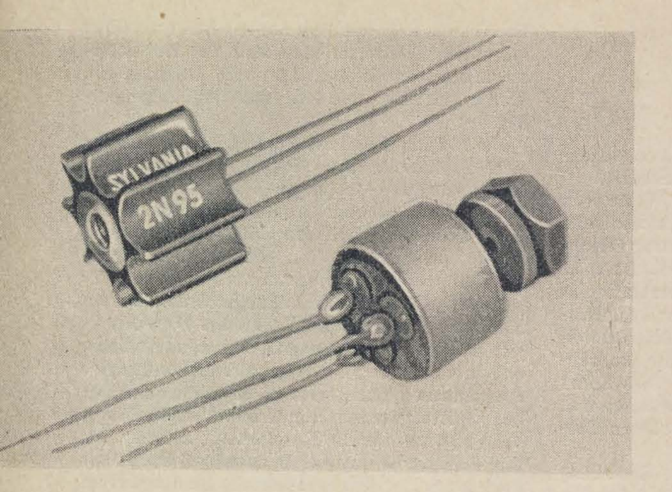
wobei

σ_b = Leitfähigkeit der Basis,
σ_e = Leitfähigkeit des Emitters,
D_n = Diffusionskonstante der Elektronen im p-Gebiet,
W = Blockbreite.

Erhöht man also die Leitfähigkeit des Emitters zum Beispiel durch Zusatz von Gallium zum Indium [3], das heißt legiert man die Germaniumscheibe auf der Emitterseite mit einer Gallium-Indium-Legierung anstatt nur mit Indium, so steigt die Leitfähigkeit σ_e, $1 - \alpha$ sinkt und α' wird angehoben (siehe Bild 3, Kurve a).

Es wurde gezeigt, daß die Konstruktion und Technologie von Leistungstransistoren wesentlich schwieriger ist als bei Vorstufentransistoren. Dies spiegelt sich augenblicklich auch in einem geringen Angebot von Leistungstransistoren auf dem Weltmarkt wieder.

[1] J. Dosse, Der Transistor, Verlag von R. Oldenbourg, München.
[2] Telefunken-Mitteilungen.
[3] NFT, Heft 1 (1956).



Amerikanische LEISTUNGSTRANSISTOREN

Entsprechend dem gegenwärtigen Entwicklungsstand finden wir in der einschlägigen deutschen Fachliteratur nur sehr vereinzelt Abhandlungen über Leistungstransistoren und ihre Schaltungen. In den USA ist die Entwicklung auf diesem Gebiet bereits weiter vorangekommen, wie die in einem Beitrag im Februarheft 1956 der Zeitschrift „Radio & Television News" veröffentlichte Datentabelle von 21 Leistungstransistortypen mit Kollektorverlustleistungen von 1 bis 20 W (60 W) beweist.

Die von Paul Penfield jr. erläuterten Eigenschaften der amerikanischen Leistungstransistoren, ihr Einsatz in A-, AB- und B-Verstärkerschaltungen, Fragen der Anpassung usw. geben wir in der folgenden, frei bearbeiteten Übersetzung bekannt.

Bei den bisher zur Verfügung stehenden Transistoren handelt es sich überwiegend um Typen mit Verlustleistungen von nur wenigen mW. Als Ergebnis der intensiv vorangetriebenen Forschungs- und Entwicklungsarbeiten auf dem Halbleitergebiet stehen seit kurzer Zeit auch Leistungstransistoren, das sind Transistoren mit Kollektorverlustleistungen $\geqq$ 1 W, zur Verfügung. Als Beispiel seien hier die Leistungstransistoren Typ 2 N 68, 2 N 57 mit 4 bzw. 20 W Kollektorverlustleistung und der Typ P-11 angeführt. Letzterer ist noch nicht in die Serienfertigung gegangen. Die Leistung soll 60 W bei Zimmertemperatur betragen!

Die besonderen Schwierigkeiten bei der Entwicklung von Hochleistungstransistoren sind durch die im Betrieb entstehenden hohen Temperaturen begründet. Bekanntlich beruht die Transistorwirkung auf einem besonderen Leitungsmechanismus, der durch kleinste Mengen Verunreinigungen im sonst reinen Germaniumkristall verursacht wird. Die als Donatoren bzw. Akzeptoren bezeichneten Fremdatome bewirken einen Elektronenüberschuß (n-Leitung) oder Elektronenmangel (Löcher, p-Leitung), deren Fluß gesteuert werden kann. Ohne diesen Leitungsmechanismus würde der Stromfluß nur von der Temperatur abhängig sein.

Bei hohen Temperaturen wird das Germanium zum Leiter. Der Stromfluß im Transistor ist dann nicht mehr durch die Fremdatome bestimmt, die Verstärkerwirkung des Transistors wird aufgehoben. Hat die Temperatur einen bestimmten Wert erreicht, diffundieren die Fremdatome von einer Schicht in die andere. Bei dieser sogenannten Fremddiffusion wird der Transistor zerstört.

Die Betriebstemperatur von Transistoren mit Elektroden aus Indium darf die Schmelztemperatur des Indiums nicht erreichen.

Die maximal zulässige Transistortemperatur wird vom Hersteller angegeben und liegt zwischen 71 und 93° C. Diese Temperatur darf keinesfalls überschritten werden, auch nicht beim L a g e r n und besonders nicht beim L ö t e n.

Die abgegebene Leistung hängt von der zulässigen Erhitzung des Transistors ab. Infolge seiner hohen Temperaturempfindlichkeit muß für eine ausreichende Wärmeableitung gesorgt werden. Die größten Schwierigkeiten bereitet hier die Kontaktierung des Kollektors, der die größte Leistung abgibt und daher in erster Linie einer Zerstörung ausgesetzt ist. Für die Wärmeableitung von Hochleistungstransistoren dient in der Regel ein Metallkühlblech. Auf diese Weise kann die Leistungsabgabe bei vergossenen Transistoren noch erhöht werden, im Normalfalle auf den doppelten Wert als ohne Kühlblech. Die abgegebene Leistung verringert sich auch bei hoher Umgebungstemperatur, da dann logischerweise auch die Wärmeabstrahlung des Transistors sinkt. Bei der maximal zulässigen Temperatur geht die Leistungsverstärkung auf Null zurück.

Ganz andere Möglichkeiten ergeben sich bei der Entwicklung von Siliziumleistungstransistoren. Da die Gitterstruktur von Silizium bei noch höheren Temperaturen als beim Germanium bestehen bleibt (bis etwa 150° C), kann mit Siliziumtransistoren bei gegebenen Umgebungstemperaturen eine höhere Leistung erreicht werden als mit der entsprechenden Germaniumausführung. Siliziumtransistoren haben allerdings den Nachteil, daß sich die Charakteristik bei höheren Temperaturen sehr stark verändert. Aus diesem Grunde und wegen besonderer Schwierigkeiten bei der Herstellung, die außerdem sehr teuer ist, werden sie nur selten eingesetzt.

Um die besten Eigenschaften der beiden Elemente zu vereinigen, wird zur Zeit an der Entwicklung geeigneter Germanium-Siliziumlegierungen für Leistungstransistoren gearbeitet.

Bedeutung der Leistungsangaben

In der nebenstehenden Tabelle sind die Betriebs- und Grenzwerte der amerikanischen Leistungstransistoren angegeben. Die Leistungsangaben der Herstellerfirmen bedürfen einiger Erläuterungen, da sie sich von den bei Elektronenröhren üblichen unterscheiden. In der normalen Röhrentechnik werden durchschnittliche Verlustleistungen angegeben. Wird eine Elektrode zeitweilig überhitzt, so besteht noch nicht die Gefahr einer Zerstörung der Röhre, solange die entstehende Wärme abgeleitet werden kann. Ein Transistor wird im Gegensatz dazu schon bei verhältnismäßig kurzen Überlastungen ausbrennen. Daher muß die maximale Verlustleistung u n t e r den von den Herstellerfirmen empfohlenen Werten liegen. Wie bereits erwähnt, darf die Maximaltemperatur des Transistors keinesfalls überschritten werden. Eine der Wirkungen hoher Grenzschichttemperatur ist die Zunahme des Kollektorrestromes (cut-off-Stromes), das ist der Kollektorstrom bei offenem Emitter. Jedoch erhöht sich der gesamte Kollektorstrom im Betrieb weit mehr als der Kollektorreststrom beträgt, sofern nicht besondere Maßnahmen zur Stabilisierung des Transistors getroffen werden.

Infolge des höheren Kollektorstromes wird auch die Kollektorgrenzschicht weiter erhitzt. Gegebenenfalls bewirkt die durch den Kollektorreststrom entstandene Hitze einen weiteren Temperaturanstieg, der Kollektorreststrom wird größer und der Transistor tritt in einen Zustand ein, der mit „Weglaufen" bezeichnet wird. Dabei steigen Strom und Temperatur weiter an, bis der Transistor ausbrennt und völlig zerstört ist.

Die Stabilisierung eines Transistors erfolgt durch entsprechende Dimensionierung der Schaltung. Während stabilisierte Schaltungen für alle Transistorverstärker empfohlen werden, sind sie für Schaltungen mit Leistungstransistoren unbedingt notwendig. Eine allgemeine Stabilisierungsmöglichkeit besteht darin, den Außenwiderstand zwischen Block und Emitter niederohmig zu machen ($< 500\ \Omega$). Die Stabilisierung ist besonders dann wichtig, wenn der Transistor an der Grenze der maximalen Temperatur und der Maximalleistung betrieben wird. Weniger wichtig ist sie bei Verstärkern, die weit unterhalb der Grenzwerte arbeiten.

Schaltung von Leistungstransistoren

Bei der Entwicklung von NF-Endstufen mit Leistungstransistoren werden sofort zwei Fragen gestellt: 1. Welche Verstärkerschaltung (A-, AB- oder B-Verstärkung) und 2. welche Transistorschaltung (Emitterbasis-, Kollektorbasis- oder Blockbasisschaltung) sind am besten geeignet. Wegen der hohen Leistungsverstärkung wird hier nur die Emitterbasisschaltung besprochen.

A-Verstärkung

Gegenüber der A-Verstärkung mit Röhren, die wegen des verhältnismäßig kleinen Wirkungsgrades und des hohen Ruhestromes nur selten angewendet wird, sind A-Verstärker mit Transistoren für kleinere Ausgangsleistungen recht brauchbar.

Die charakteristischen Merkmale des A-Verstärkers sind: ein maximaler Wirkungsgrad von 50%, hoher Ruhestrom, geringe Verzerrungen, niedrige Leistungsverstärkung sowie Eintaktein- und -ausgang.

Der Wirkungsgrad der A-Verstärker ist in Röhren- und Transistorenschaltung stets max. 50%, das heißt, die Leistungsabgabe wird immer kleiner sein als die Leistung, die der Transistor oder die Röhre selbst verbraucht (für ein sinusförmiges Signal). Bei Röhren ist der Gesamtwirkungsgrad infolge der Heizleistung noch geringer.

In der Elektronenröhrenpraxis stellt die durchschnittliche Verlustleistung den Nennwert dar. Die maximale Verlustleistung wird bei unausgesteuertem Verstärker erreicht. Diese Tatsache nützt man allgemein als Hilfsmittel bei der Untersuchung von Leistungsstufen aus. In der Transistorenpraxis gibt der Nennwert jedoch die maximale Leistung an, und bei Blindlast (Lautsprecher) ist die Spitzenleistung bei Aussteuerung größer als im unausgesteuerten Zustand, obwohl die Durchschnittsleistung geringer ist. Mit Transistoren ist also im Gegensatz zu Elektronenröhren ein Betrieb in der Nähe des theoretisch erreichbaren Wirkungsgrades von 50% möglich. Im Versuchsbetrieb wurde bereits ein Wirkungsgrad von mehr als 50% mit verhältnismäßig geringen Verzerrungen erreicht.

Verzerrungen: Die zur Verfügung stehenden Leistungstransistoren arbeiten nicht verzerrungsfrei. In bezug auf Verzerrungen ist die A-Verstärkung in der Regel günstiger als die B-Verstärkung. So sind aus der Praxis Verstärker mit nichtlinearen Verzerrungen von $< 2\%$ (zum größten Teil die der ersten Harmonischen) bekannt.

Amerikanische Leistungstransistoren

Typ	Hersteller	Transistorart	Grenzwerte bei Zimmertemperatur				Betriebswerte für A-Verstärkung, Emitterbasisschaltung					Betriebswerte für B-Verstärkung, Emitterbasisschaltung					Bemerkungen
			Max. Kollektorspannung V	Max. Kollektorstrom A	Max. Kollektorverlustleistung W	Max. Umgebungstemperatur °C	Kollektorspannung V	Kollektorspitzenstrom A	Arbeitswiderstand Ω	Ausgangsleistung W[1])	Leistungsverstärkung dB	Kollektorspannung V	Kollektorspitzenstrom je Transistor A	Arbeitswiderstand je Kollektor Ω	Gesamtausgangsleistung W[1])	Leistungsverstärkung dB	
2N57	Minneapolis-Honeywell	p-n-p	60	1,0[2])	20	93	28	1,0	56	6,25	16	28	1,0	28	12,5	13	
2N68	Sylvania	p-n-p	25	1,5	4[2])	70	12	0,3	100	0,6	23	12	0,87	12	5,0	15	Komplementärtransistor zum Typ 2 N 95
2N83A	Transitron	p-n-p	60	1,5	10	85	28	0,6	100	4,0	18	28	1,0	28	12	15	
2N84A	Transitron	p-n-p	45	1,5	10	85	22	0,8	50	4,0	18	22	1,0	22	10	15	
2N95	Sylvania	n-p-n	25	1,5	4[3])	70	12	0,3	100	0,6	23	12	0,87	12	5,0	15	Komplementärtransistor zum Typ 2 N 68
2N101	Sylvania	p-n-p	25	1,5	4[3])	70	12	0,3	100	0,6	23	12	0,87	12	5,0	15	Komplementärtransistor zum Typ 2 N 102
2N102	Sylvania	n-p-n	25	1,5	4[3])	70	12	0,3	100	0,6	23	12	0,87	12	5,0	15	Komplementärtransistor zum Typ 2 N 101
2N115	Amperex	p-n-p	24	2	2												
951	Texas Instruments	n-p-n, Silizium	50	0,06	1	150						28	0,05	375	0,45	20	
952	Texas Instruments	n-p-n, Silizium	80	0,05	1	150						45	0,035	1000	0,65	21	
953	Texas Instruments	n-p-n, Silizium	120	0,04	1	150						67,5	0,027	2000	1,0	23	
970	Texas Instruments	n-p-n, Silizium	120	0,14	3,5[4])	150	67,5	0,095	1250	1,0[4])	32[4])	67,5	0,1	500	2,5[4])	22[4])	
H-1	Minn. Honeywell	p-n-p	60	0,8	20	93	28	0,8	70	5,0	15	28	0,8	35	10	12	
H-2	Minn. Honeywell	p-n-p	60	1,4	20	93	28	1,2	47	7,5	20	28	1,4	20	17,5	16	
H-3	Minn. Honeywell	p-n-p	60	0,35	5	93	28	0,3	187	1,9	16	28	0,35	80	4,4	12	
H-4	Minn. Honeywell	p-n-p	60	0,5	5	93	28	0,3	187	1,9	21	28	0,5	56	6,25	14	
P-11	Minn. Honeywell	p-n-p	60	5,0	60	120	28	4,0	14	24,0	20	28	5,0	5,6	60	15	
X-107	Transistor Products	p-n-p	60	1,0	2	85	28	0,16	375	1,0	23						
X-120	Transistor Products	p-n-p	60	4,0	15	85	30	1,0	70	5,3	18						
X-122	Transistor Products	p-n-p	60	4,0	7,5	85	30	0,5	150	2,8	22						
X-125	Transistor Products	p-n-p	60	1,0	3,0	85	28	0,16	375	1,0	23						

[1]) Für sinusförmige Spannungen und Ströme. [2]) Der maximale Kollektorstrom ist lediglich ein Richtwert und kann beim Einhalten aller anderen Werte überschritten werden. [3]) Mit besonderer Kühlfläche. [4]) Werte bei 100° C.

Erläuterungen zur Tabelle: Zu den Leistungstransistoren gehören alle Transistoren mit Kollektorverlustleistungen $\geqq 1$ W. Die in der Tabelle angegebenen Grenzwerte für die maximale Kollektorverlustleistung gelten bei Zimmertemperatur, sie müssen bei höheren Temperaturen entsprechend herabgesetzt werden.

Der beste Wirkungsgrad von Transistoren wird, ebenso wie bei Elektronenröhren, mit Betriebswerten erreicht, die in der Nähe der Grenzwerte liegen. Allerdings werden sich hierbei teilweise Schwierigkeiten ergeben, so daß in vielen Fällen mit kleineren Betriebswerten gearbeitet werden muß. Für Transistoren im B-Verstärker hat der Belastungswiderstand Kollektor—Kollektor den vierfachen Wert des je Transistor angegebenen Widerstandes. Für den durchschnittlichen Kollektorstrom beider Transistoren bei voller Aussteuerung durch eine sinusförmige Spannung gilt der Wert von etwa $0{,}64 \times$ Kollektorspitzenstrom.

Leistungsgewinn: Die mit Transistoren erreichbaren Ausgangsleistungen sind bei A-Verstärkung kleiner als bei B-Verstärkung, demgegenüber ist aber die Aussteuerung der Eintaktschaltung einfacher.

Eintaktein- und -ausgang: Die typischen Ausgangsimpedanzen der Leistungstransistoren sind sehr klein, weshalb für die Gegentakt-B-Verstärkung besondere Ausgangstransformatoren benötigt werden. Entsprechende industriell gefertigte Typen stehen noch nicht zur Verfügung. Liegt der Ausgangswiderstand bei A-Verstärkung um 10 Ω, so kann ein Lautsprecher bei Eintaktausgang ohne Übertrager direkt in den Ausgangskreis geschaltet werden.

Bild 1 zeigt das Schaltbild einer einfachen Ausgangsstufe. Wird sie mit 1 V ausgesteuert, liefert der Transistor bei 4 mA Eingangsstrom eine Leistung von 0,25 W an den Lautsprecher. Das entspricht einem Wirkungsgrad von 45%.

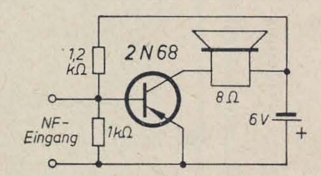


Bild 1: Einfacher Transistor-A-Verstärker

Der Kollektorruhestrom beträgt etwa 100 mA. Mit diesenWerten hat der Transistor Typ 2 N 68 seine maximale Ausgangsleistung noch nicht erreicht.

B- und AB-Verstärkung

Die AB-Verstärkung stellt lediglich einen Kompromiß zwischen A- und B-Verstärkung dar. Sie soll gleichzeitig mit der B-Verstärkung besprochen werden. Allgemein ist der B-Betrieb durch guten Wirkungsgrad, höhere Verzerrungen, hohe Leistungsverstärkung sowie die Verwendung von Eingangs- und Ausgangsübertragern gekennzeichnet.

Wirkungsgrad: Der maximale Wirkungsgrad bei B-Verstärkung ist 78%. Das gilt sowohl für Röhren als auch für Transistoren (bei sinusförmigen Signalen). Infolge der hohen Verzerrungen wird dieser Grenzwert nur selten ausgenutzt. Der Wirkungsgrad der AB-Verstärkung liegt zwischen 50 und 78%, je nachdem, ob man den Arbeitspunkt in die Nähe der A- oder B-Verstärkung legt. Der Ruhestrom ist für reine B-Verstärkung Null, während er bei AB-Verstärkung zwar vorhanden ist, jedoch nicht die hohen Werte wie bei der A-Verstärkung erreicht.

Verzerrungen: In der Röhrenpraxis sind die A- und AB-Verstärkung für geringe Verzerrungen, besonders für die völlige Kompensierung der geradzahligen Harmonischen bekannt. Infolge der ungleichen Phasenverschiebungen beim Transistorverstärker und der unvermeidbaren Unsymmetrie können hier die Verzerrungen durch geradzahlige Harmonische ziemlich groß sein. Darum ist die Verwendung von zwei Transistoren mit völlig übereinstimmenden dynamischen Kennlinien unbedingt notwendig.

Die nichtlineare Kennlinie der Block-Emitter-Strecke in der Nähe des cut-off-Bereiches hat eine weitere Verzerrung des sinusförmigen Eingangssignals im B-Verstärker entsprechend der im Bild 2b dargestellten Kurvenform zur Folge. Verschiebt man den Arbeitspunkt in den Bereich der AB-Verstärkung mit endlichem Ruhestrom, kann diese Verzerrung unter-

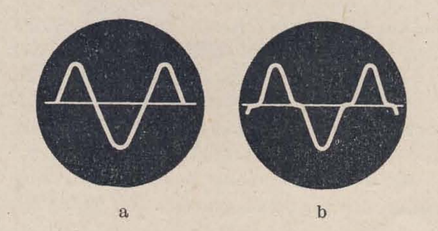


Bild 2: a) unverzerrtes Eingangssignal
b) verzerrte Sinuskurve (cross-over-Verzerrung)

drückt werden. Diese Maßnahme ist für NF-Stufen von Wiedergabeverstärkern notwendig, obwohl der Wirkungsgrad bei AB-Verstärkung sinkt.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die Verzerrungen von Transistorendstufen im B-Betrieb zur Zeit höher liegen als im A-Verstärker. Entsprechende Schaltungsverbesserungen mit herabgesetzten Verzerrungen sind zu erwarten.

Hohe Leistungsverstärkung: Die Leistungsverstärkung ist bei jeder Ausgangsleistung bei B-Verstärkung etwa um 3 dB, bei AB-Verstärkung um 2 dB größer als beim A-Verstärker. Die Aussteuerung eines B- oder AB-Verstärkers wird durch den Gegentakteingang erschwert.

Gegentakteingang und -ausgang: In Gegentaktendstufen wird die Transformatorenkopplung (mit Gegentakttransformatoren) in der Regel Phasenumkehrröhren vorgezogen. Zur Zeit der Bearbeitung dieses Beitrages waren in den USA für Endstufen mit Leistungstransistoren keine geeigneten Transfor-

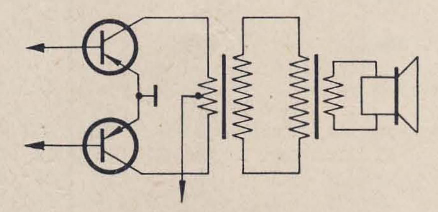


Bild 3: Transistorgegentaktendstufe mit zwei normalen Ausgangsübertragern

matoren auf dem Markt. Selbstverständlich kann man zwei in geeigneter Weise geschaltete Transformatoren (die Primärwicklungen der beiden Transformatoren sind parallel geschaltet), wie im Bild 3 angegeben, verwenden.

Darüber hinaus können Lautsprecher, deren Schwingspule mit einem Mittelabgriff versehen ist, ohne Ausgangstrafo an Gegentaktendstufen angeschlossen werden, da die Transistoren niederohmige Ausgangswiderstände haben. Soweit dem Autor bekannt ist, sind derartige Lautsprecher zur Zeit noch nicht vorhanden.

Eine weitere Möglichkeit zum direkten Anschluß eines Lautsprechers ist in Transistorleistungskreisen durch Verwendung von komplementären Transistoren in Gegentakt-B- oder AB-Betrieb gegeben. Wegen der bedeutenden Vorteile ist diese Methode für Endstufen sehr verbreitet. Bild 4a zeigt eine solche Schaltung. Da auf der einen Seite ein pnp-Transistor und auf der anderen Seite ein npn-Typ mit gleicher Charakteristik verwendet wird, verstärkt die eine Seite, während die andere sperrt, und es entsteht ein Gegentaktbetrieb mit einfachem Ein- und Ausgang. Die Phasenumkehrung erfolgt automatisch durch die beiden Block-Emitter-Strecken. Da die Kollektorströme der beiden Transistoren gegenphasig sind, hat die Schaltung einen Eintaktausgang.

In bezug auf das Wechselspannungssignal sind die beiden Kollektoren verbunden, ebenso die beiden Block- und Emitteranschlüsse. Die Schaltung kann man sich als eine Simultanstufe vorstellen, deren Kollektorstrom, entsprechend der Polarität des Eingangssignals am

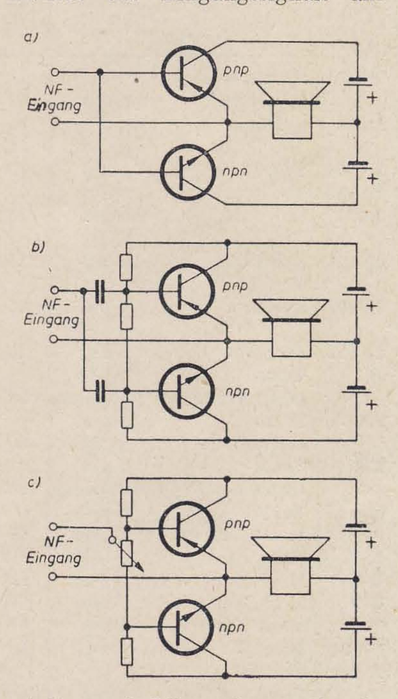


Bild 4: a) Gegentakt-B-Verstärker mit Komplementärtransistoren in Emitterbasisschaltung

b) Gegentakt-AB-Verstärker mit Komplementärtransistoren

c) Komplementärschaltung eines Gegentakt-AB-Verstärkers mit Aussteuerungsregelung

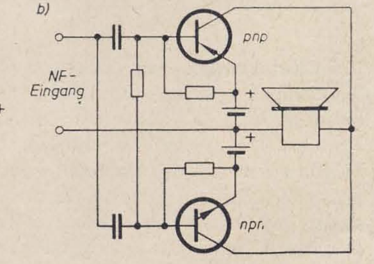


Bild 5: a) Endstufe im B-Betrieb mit komplementären Transistoren und einer Batterie

b) Komplementär-AB-Verstärker in Emitterbasisschaltung. Die Batterien versorgen gleichzeitig die Vorstufen des NF-Verstärkers

Blockanschluß, den einen oder anderen Weg nehmen kann. Im unausgesteuerten Zustand ist der Kollektorstrom Null.

Mit Hilfe dieser Schaltung kann man den günstigen Wirkungsgrad und den geringen Ruhestromverbrauch des B- und AB-Verstärkers sowie die Vorteile des Eintaktein- und -ausganges bei A-Betrieb kombinieren. Der Lautsprecher ist als Belastung direkt in den Kreis zu schalten.

Da in der eben besprochenen Komplementärschaltung auch die bei normalem B-Betrieb bereits erwähnten Verzerrungen nach Bild 2b auftreten, ist eine Vorspannung notwendig. Zwei Schaltungsmöglichkeiten zeigen die Bilder 4b und 4c. Die Schaltung nach Bild 4b ist für angepaßte Typen bestimmt. Das Potentiometer in der Schaltung Bild 4c dient zur Aussteuerungsregelung.

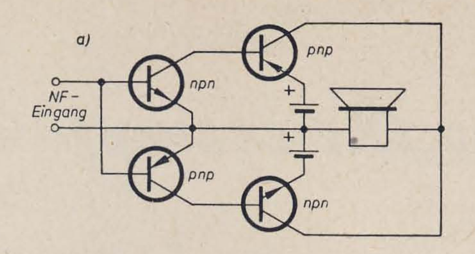
In diesem Zusammenhang seien auch einige Nachteile dieser Schaltung erwähnt. Obwohl der Betrieb mit nur einer Batterie möglich ist (siehe Bild 5a), werden wegen der geringeren Verzerrungen in der Regel zwei Batterien (siehe Bild 4a) bevorzugt. Es sind auch Schaltungen bekannt, die nur eine Batterie für die Steuer-, die Vorstufen und für die Endstufe verwenden (siehe Bild 5b), jedoch sind getrennte Batterien für die einzelnen Stufen günstiger.

Die Größe der Vorspannung bei der Signalstärke Null hängt vom Verwendungszweck des Verstärkers ab. Je höher die Vorspannung ist, um so kleiner wird die Verzerrung des Stromes (nach Bild 2a und b), bis sie schließlich bei einer bestimmten Vorspannung vernachlässigt werden kann. An diesem Arbeitspunkt ist wieder mit einem größeren Ruhestrom und einem daraus resultierenden kleineren Wirkungsgrad zu rechnen.

Kraftverstärker werden mit höherem Ruhestrom betrieben, während zum Beispiel für Koffergeräte mit einer mittleren Übertragungsqualität eine kleinere Vorspannung ausreicht. Die Entwicklung einer Schaltung mit automatisch einschaltender Vorspannung für die Endstufe im Falle der Aussteuerung ist durchaus denkbar.

Komplementäre Steuerstufen für Verstärker

Bei der Aussteuerung eines Komplementärverstärkers ergeben sich infolge des Eintakteinganges kaum Schwierigkeiten. Obwohl die Leistungsverstärkung normaler Verstärker klein ist, muß für die Treiberstufe selbst ein Transistor mit mittlerer Leistung bzw. ein Leistungstransistor eingesetzt werden. Eine interessante Schaltung, in der jeder Ausgangstransistor einzeln von einem der vorgeschalteten Komplementärtransistoren kleinerer Leistung ausgesteuert wird, zeigt Bild 6. Der gesamte Kollektorstrom jedes Steuertransistors fließt über den Block seines zugehörigen Ausgangstransistors. Demzufolge ist die Vorspannung der Ausgangsstufe durch die jeweilige Eingangsspannung der Treiberstufe gegeben. Sowohl die Steuertransistoren als auch die Ausgangstransistoren müssen auf den günstigsten Arbeitspunkt eingestellt werden.



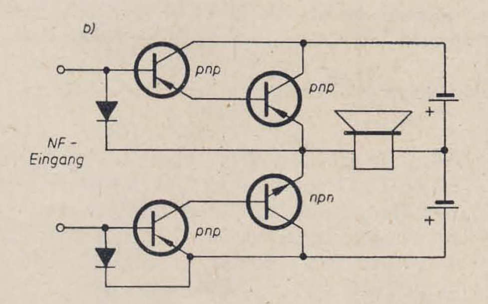


Bild 6: Treiberstufen von Gegentakt-B-Komplementärverstärkern
a) mit zwei Komplementärtransistoren
b) mit zwei pnp-Transistoren

Eine andere Schaltung, in der jeder Endtransistor getrennt ausgesteuert wird, zeigt Bild 6b. Hier sind beide Steuertransistoren pnp-Typen, wovon einer in Emitterbasisschaltung, der andere in Kollektorbasisschaltung arbeitet, um die richtige Phasenlage zu erreichen. Allerdings hat diese Treiberstufe einen Gegentakteingang.

Die hier besprochenen Schaltungen stellen nur einige der vielen Möglichkeiten zum Aufbau von Komplementärverstärkern dar. Die Schaltungsart, die sowohl pnp- als auch npn-Transistoren erfordert, ist mit keiner Elektronenröhrenschaltung vergleichbar und wurde darum bisher noch zu wenig beachtet. Wegen ihrer besonderen Vorteile, insbesondere die größere Wirtschaftlichkeit in speziellen Fällen gegenüber den herkömmlichen A- und AB-Verstärkern, wird sie künftig mehr in den Vordergrund treten.

Maßnahmen zum Schutze des Transistors

Beim Betrieb der verhältnismäßig noch recht teuren Transistoren sind verschiedene Schutzmaßnahmen zu beachten. In jedem Falle, gleichgültig, ob es sich um Netz- oder Batteriebetrieb handelt, sollten Spannung und Strom ständig gemessen werden. Viel Ärger kann man sich durch Beobachten des Kollektorstromes ersparen. Bei einem Anstieg des Kollektorstromes während einer halben bis einer Minute ist bereits Vorsicht geboten, da sich der Transistor im Anfangsstadium des thermischen „Weglaufens" befindet. In diesem Falle sind sofort geeignete Maßnahmen zu treffen, ehe der Transistor ausbrennt. Um einen starken Stromanstieg zu vermeiden, sollten die Stromkreise stets auf einen Wert unterhalb des zulässigen Spitzenstromes abgesichert werden. Für diesen Zweck sind „träge" Sicherungen ungeeignet.

Die Absicherung eines Transistorenkreises bietet aber keinen vollkommenen Schutz, da Leistungsspitzen nicht abgesichert werden können. Eine geeignete Methode zum Feststellen von Leistungsspitzen ist durch Oszillografieren der Leistungskennlinie gegeben. Hierbei wird der Kollektorstrom in Abhängigkeit der Spannung zwischen Kollektor und Emitter (Bild 7) aufgezeichnet. Der Widerstand R in der Meßschaltung (Emitterbasisschaltung) hat einen Wert von 1 Ω (1 W, ± 5%). Sofern der Ausgangswiderstand nur wenige Ω beträgt, kann R = 1 Ω die Verstärkerwirkung beeinträchtigen, und es ist ein kleinerer Widerstand erforderlich. Der Schirm der Oszillografenröhre kann zum direkten Ablesen der Strom- und Spannungswerte mit einem Koordinatennetz versehen werden. Die Augenblicksleistung wird durch Multiplikation von Strom und Spannung bei einem Kennlinienpunkt berechnet. Sie darf nicht höher liegen als in den Daten der Hersteller angegeben ist.

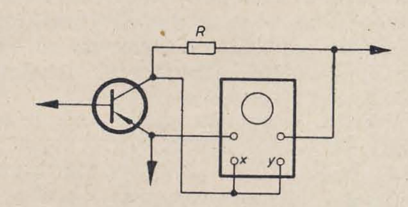


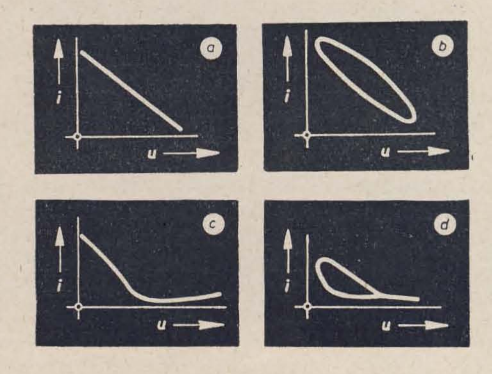
Bild 7: Prinzipschaltung für die Kennlinienaufnahme von Transistoren mit einem Oszillografen

Bei einem sinusförmigen Eingangssignal und ohmscher Last ergibt sich bei A-Betrieb eine Kennlinie entsprechend Bild 8. Bild 8b zeigt die Kennlinie bei Blindlast, die Bilder 8c und 8d gelten für einen Transistor in AB-Betrieb, Bild 8c mit ohmscher Last und Bild 8d mit Blindlast.

Beim Aufbau von Transistorschaltungen soll stets für eine gute Wärmeableitung des Transistors gesorgt werden, gegebenenfalls mit Hilfe von Kühlblechen nach Angaben der Hersteller.

Die Leistungstransistoren eignen sich besonders für leistungsfähige Kraftverstärker in batteriebetriebenen Geräten. Sie sind darüber hinaus für die Schaltung von Leistungen, zur Leistungsumwandlung, für batteriebetriebene Hochspannungserzeugung usw. geeignet.

Bild 8: Leistungskennlinien von Transistoren bei Aussteuerung mit sinusförmigem Eingangssignal
a) ohmsche Last, A-Verstärker
b) Blindlast, A-Verstärker
c) ohmsche Last, AB-Verstärker
d) Blindlast, AB-Verstärker



WERNER TAEGER

Neue Reiseempfänger

In der westdeutschen Geräteproduktion geht man immer mehr dazu über, die NF-Stufen von Kofferempfängern mit Transistoren zu bestücken, während die HF- und ZF-Stufen noch weiterhin Röhren besitzen. Empfänger, die gänzlich mit Transistoren bestückt sind, wurden bisher nur als Versuchsgeräte gefertigt.

Der nachfolgende Beitrag bringt die Beschreibung einiger mit Transistoren bestückter Empfänger.

Der Reiseempfänger „Bambi" der Firma Lorenz mit 6 AM-Kreisen für den Empfang der Lang-, Mittel- und Kurzwellen ist mit den Röhren DK 96, DF 96, der Valvo-Diode OA 79 und den Valvo-Transistoren 2×OC 71 und 2×OC 72 bestückt. Das Schaltbild des Transistor-NF-Teiles zeigt Bild 1. Der erste auf die Ge-Diode folgende Transistor OC 71 dient als NF-Vorstufe, der zweite als Treiber für die Transistoren OC 72 der Gegentaktendstufe. Die Treiberstufe ist so ausgelegt, daß an der Primärseite des Gegentakteingangsübertragers mit dem Übersetzungsverhältnis 2,4 : 1 eine maximale Stromamplitude von etwa 1 mA ausgesteuert werden kann. Da zwei in Gegentakt arbeitende Transistoren OC 72 eine Steuerleistung von etwa 0,7 mW beanspruchen, muß primärseitig eine Spannungsamplitude von etwa 0,7 V zur Verfügung stehen, was mit dem Transistor OC 71 (Kollektorruhestrom von I_c = — 3 mA bei einer Kollektorspannung von — 4,5 V) hinreichend erreicht wird. Die Leistungsverstärkung des OC 71 ist aus den Tabellen zu entnehmen, sie beträgt bei optimaler Anpassung 40 dB (10000-fache lineare Leistungsverstärkung).

Die mit einem Transistor OC 71 bestückte NF-Vorstufe hat zwei Aufgaben zu erfüllen: Kompensation der Verstärkungsverluste durch den niederohmigen Transistor-NF-Teil als Belastung für den Ge-Dioden-Demodulator OA 79 und „Sicherung" gegen überhöhte Temperaturen. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung eines Transistors nimmt mit wachsenden Temperaturen ständig ab und wird bei etwa + 65° C zu Null. Die Vorstufe ist nun so geschaltet, daß die Block-Emitterspannung U_{be} mit steigender Temperatur abnimmt und bei Temperaturen über etwa 60° C ebenfalls Null wird. Der Verstärker ist dann nicht mehr steuerfähig und der Eingangsspannungsbedarf wird extrem groß. Das bedeutet aber, daß der Verstärker automatisch abschaltet, damit fallen auch die Kollektorströme der Gegentaktendstufe auf ihre Ruhewerte, und die Temperatur sinkt je nach der Umgebungstemperatur mehr oder weniger schnell ab. Ist die Temperatur auf etwa 40° C gefallen, schaltet sich der Empfänger „selbsttätig" wieder ein, weil die Vorstufe wieder steuerfähig wird.

Bild 1: Schaltung des Transistor-NF-Teils des Reisesupers „Bambi" von Schaub-Lorenz

Die Eigenart der Transistor-Gegentakt-B-Endstufe, ihren Strombedarf der eingestellten Lautstärke anzupassen, trägt wesentlich dazu bei, Strom zu sparen. Bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler kann der „Bambi" etwa 300 mW an den Lautsprecher (12 cm Ø, 11000 Gauß Luftspaltinduktion) abgeben, es genügen aber bereits einige mW zum verständlichen Zimmerlautstärkeempfang. Für den Batteriesatz wird eine Lebensdauer von 250 Stunden angegeben.

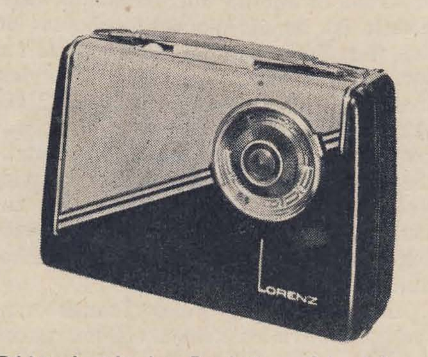


Bild 2: Ansicht des „Bambi" von Schaub-Lorenz

Der von der Firma Grundig[1]) entwickelte UKW-Concert-Boy, dessen Gehäuse aus Polystyrol besteht (Bild 3), besitzt für die Bereiche Lang und Mittel eine Ferritantenne, die infolge ihrer Länge und freien Lage im Gehäuse einen guten Empfang auch an ungünstigen Empfangsorten sichert. Der Lautsprecher ist durch die Schallwand fest mit dem Chassis verbunden. Die Frequenzkurve des Lautsprechers wurde mit Rücksicht auf einen wirklich guten UKW-Empfang möglichst breit ausgelegt, so daß sich in Verbindung mit dem als Resonanzboden wirkenden Gehäuse eine gute Wiedergabe erreichen läßt.

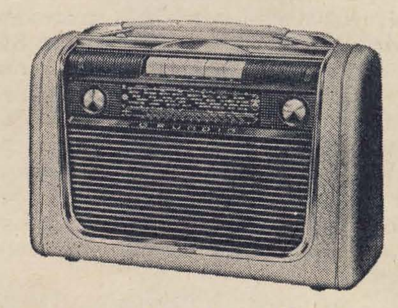


Bild 3: Ansicht des UKW-Concert-Boy von Grundig

Im vollständig gekapselten UKW-Mischteil ist außer dem Vor- und Oszillatorkreis der UKW-Drehkondensator, die Mischröhre DC 96 und der Anodenkreis des ersten ZF-Filters untergebracht. Das Drucktastenaggregat hat fünf Druckknöpfe, die zum Einschalten des Ladebetriebs und der Wellenbereiche UKW, Kurz, Mittel, Lang dienen. Die Vorkreisspulen des Mittel- bzw. Langwellenbereiches sind abgleichbar auf dem Ferritstab untergebracht. Die Mischung auf den AM-Bereichen übernimmt eine DK 96, die an ihrer Anode entstehende ZF von 468 kHz wird in zwei nachfolgenden ZF-Stufen verstärkt und nach Demodulation und Vorverstärkung in der DAF 96 der Endröhre DL 96 zugeführt. Eine Mischempfindlichkeit von 12 µV, eine Bandbreite von 4,5 kHz und die hohe Trennschärfe von 1 : 800 sind weitere Charakteristiken dieses Koffergerätes.

Bei UKW-Empfang wird die AM-Mischröhre DK 96 nicht verwendet. Außer der UKW-Mischröhre DC 96 stehen hier drei ZF-Verstärkerröhren zur Verfügung; der anschließende Ratiodetektor arbeitet mit zwei Germaniumdioden. Die mindest erforderliche HF-Eingangsspannung für UKW-Empfang beträgt 2 µV.

---

[1]) Weitere Empfänger siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1956), S. 305.

An dieser Stelle sei noch kurz der Grundig-Export-Reisesuper „Concert-Boy E/56" erwähnt, bei dem der UKW-Teil fortgelassen und dafür der Kurzwellenbereich zweifach unterteilt wurde, so daß die Frequenzen von 3,25 bis 23 MHz (13 bis 92 m Wellenlänge) lückenlos empfangen werden können.

Telefunken hat seinen Reiseempfänger vom Vorjahr „Bajazzo 55" verbessert und bietet ihn jetzt unter dem Namen „Bajazzo 56" an. Die Endstufe ist mit den Röhren DAF 96 und zwei DL 94 in Gegentaktschaltung bestückt. Bei Batteriebetrieb ist aus Gründen der Stromersparnis nur eine DL 94 im Betrieb und zwar mit einer Fadenhälfte. Bei Netzbetrieb schaltet sich automatisch die zweite DL 94 hinzu, womit die Sprechleistung entsprechend vergrößert wird. Eine Regeneriereinrichtung erhöht die Lebensdauer der Anodenbatterie auf annähernd 400 Betriebsstunden. Als Verbesserung ist noch zu werten, daß die Autoantenne eines Kraftwagens angeschlossen werden kann, wodurch sich die Empfindlichkeit gegenüber dem Betrieb mit der eingebauten Ferritantenne wesentlich erhöht.

Das „Babyphon 56" der Firma Metz, Fürth/Bay. (Bild 4), enthält neben einem vollständigen AM/FM-Super einen elektrischen Plattenspieler für 17-cm-Leicht-

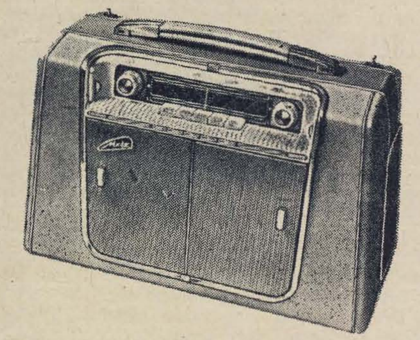


Bild 4: Ansicht des Metz-„Babyphon"

spielplatten (45 U/min). Das Gerät besitzt 14 Kreise für FM, 9 Kreise für AM-Empfang und ist mit 9 Röhren (12 Röhrenfunktionen) bestückt. Für den Betrieb des Plattenspielers sind vier Monozellen vorgesehen, für den Empfänger eine 90-V-Anodenbatterie, für die Heizung eine DEAC-Zelle. Besonders klein fällt der „Exporter 2" von Braun, Frankfurt/Main aus. Das Gerät ist nur für den Empfang von Mittel- und Langwellen eingerichtet, besitzt 6 Kreise und vier Röhren (DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96) und kann sowohl mit Batterie als auch mit dem Netz betrieben werden. Bei Batteriebetrieb dient zur Stromversorgung eine 1,5-V-Monozelle für die Heizung und eine 50-V-Batterie für die Anodenspannung. Die Leistung hinsichtlich der Empfindlichkeit und der erreichbaren Lautstärke ist gering.

Der Philips-Reiseempfänger „Babette" ist im NF-Teil mit Transistoren bestückt. Die ZF-Gleichrichtung und die Erzeugung der Regelspannung erfolgt mit Germaniumdioden OA 71 bzw. OA 72. Als NF-Vorverstärker und als Treiber dienten je ein Transistor OC 71, als Endstufe zwei in Gegentakt-B-Schaltung arbeitende OC 72 (Bild 5). Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes des ersten NF-Transistors OC 71 (etwa 700 Ω) erfolgt die AM-Gleichrichtung mit der Diode OA 72 (nicht gezeichnet); der Ratiodetektor ist mit zwei OA 71 bestückt. Im Eingang des dreistufigen NF-Verstärkers liegen Lautstärke- und Klangfarbenregler sowie die beiden 4,7-kΩ-Ankopplungswiderstände. Hier wird im Gegensatz zum Lorenz-„Bambi" die Temperaturkompensation durch den 130-Ω-NTC-Widerstand herbeigeführt. In den Vorstufen wird der gleiche Effekt mittels des 180-kΩ-Gegenkopplungswiderstandes R_1 bzw. für die zweite NF-Stufe mittels des 150-Ω-Emitterwiderstandes R_2 erreicht. Während die Gegentakt-B-Endstufe eingangsseitig mit einem Übertrager an die Vorstufen angekoppelt ist, wurde der Ausgangsübertrager eingespart. Allerdings verlangt diese Schaltungsart mit Drosselankopplung einen Lautsprecher mit 300 Ω Schwingspulenwiderstand. Die abgegebene Sprechleistung beträgt bei einem Klirrfaktor von 10% etwa 260 mW.

Im Gegensatz zu den Vorjahren enthalten alle Reisesuper von einer bestimmten Preisklasse an einen sehr leistungsfähigen UKW-Teil. Um an Heizstrom zu sparen, werden allgemein selbstschwingende Triodenmischstufen verwendet. So hat zum Beispiel der Kofferempfänger „Lord" von Loewe-Opta eine DC 90 mit 50 mA Heizstrom als kombinierten Mischer-Oszillator. Auch bei Reiseempfängern muß die Störstrahlung niedrig gehalten werden (wenn auch die Möglichkeit, andere Rundfunkhörer zu stören — außer auf dicht „belegten" Zelt- und Campingplätzen — gering sind). Man verwendet gewöhnlich einen Zwischenkreis und möglichst noch eine abgestimmte Lecherleitung im Eingang der Geräte, um das Ausstrahlen der Oszillatorfrequenz oder deren Harmonischen zu unterbinden.

Um das Versuchsmuster eines sehr kleinen Voll-Transistor-Taschensupers handelt es sich bei dem kürzlich von Telefunken vorgeführten Empfänger mit der Typenbezeichnung TR 1.

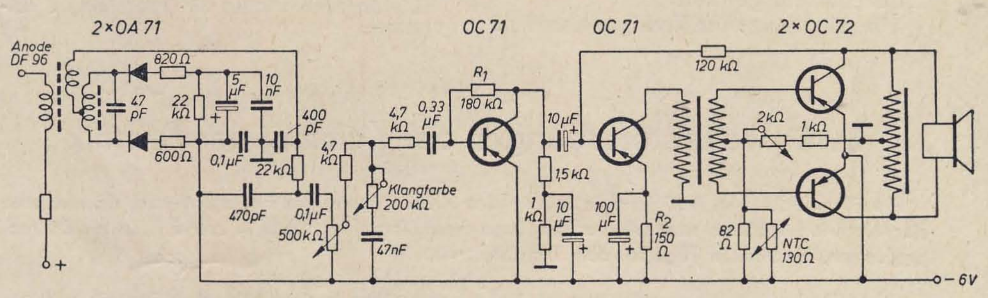


Bild 5: NF-Transistor-Schaltung des Philips-Reiseempfängers „Babette"

Bild 6 zeigt das Schaltbild. Der Empfänger ist in allen Stufen mit Telefunken-Transistoren OC 602 bzw. in der Endstufe mit einem OC 604 bestückt. Der erste Transistor OC 602 stellt die Mischstufe dar. An den Block dieses Transistors wird die Eingangs-HF-Spannung und an den Emitter die im zweiten Transistor OC 602 erzeugte Oszillatorfrequenz zugeführt. Für den Oszillator ergaben sich bereits die ersten Schwierigkeiten. Da die Grenzfrequenz des OC 602 bei etwa 0,8 MHz liegt, der Oszillator aber mit 2 MHz schwingt, muß die Phasendrehung, die bei der Grenzfrequenz bereits 45° beträgt (und die jenseits der Grenzfrequenz schnell weiter ansteigt) im Rückkopplungsweg kompensiert werden. Hierzu dient der kleine 200-pF-Kondensator C_k zwischen Emitter des Oszillators und einem Anzapf der Oszillatorspule.

Der ZF-Verstärker ist dreistufig (3× OC 602). Hier traten Schwierigkeiten bei der Wahl der Schaltungsart der Tran-

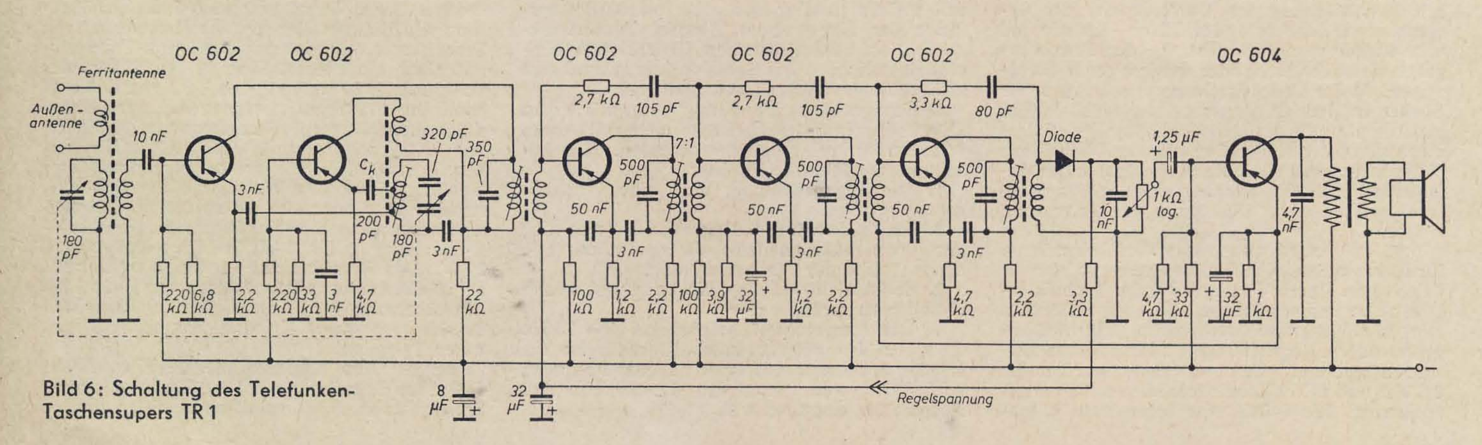


Bild 6: Schaltung des Telefunken-Taschensupers TR 1

sistoren auf. Die Emitterbasisschaltung liefert zwar bei niedrigen Frequenzen die größere Stromverstärkung. Dagegen ist die Verstärkung in Blockbasisschaltung zwar wesentlich kleiner, bleibt aber bis zur Grenzfrequenz angenähert konstant. Die jeweiligen Grenzfrequenzen unterscheiden sich um den Faktor $(1 + h_{21})$, wobei h_{21} die Stromverstärkung in Blockbasisschaltung ist. Beträgt diese etwa — 0,97, so ist der Faktor 1 — 0,97 = 0,03, so daß die Grenzfrequenz in Emitterbasisschaltung des Transistors mit der Stromverstärkung — 0,97 nur 3% derjenigen des gleichen Transistors in Blockbasisschaltung ist. Bei der gewählten ZF von 270 kHz ergeben sich für beide Schaltungsarten etwa gleiche Verstärkungen. Aus Gründen der größeren Stabilität (ein fachere Neutralisation) wurde die Emitterbasisschaltung gewählt.

Um die geringe zur Verfügung stehende Energie möglichst verlustlos gleichzurichten, verwendete man als Demodulator eine Spezial-Golddraht-Germaniumdiode mit besonders kleinem Innenwiderstand.

Die Endstufe ist in Eintaktschaltung mit dem Transistor OC 604 bestückt, der eine Sprechleistung von etwa 22 mW abgibt. Der zugehörige kleine Lautsprecher hat einen Durchmesser von 65 mm, so daß die akustische Ausbeute nur sehr gering sein kann.

Auch die Batterie wurde in das Gerät mit eingebaut. Bei 22,5 V ist der gesamte Stromverbrauch nur etwa 6 mA, so daß sich mit einer normalen Batterie eine Betriebsdauer von maximal 15 Stunden erreichen läßt. Da auch die Ferritantenne in das Gehäuse eingebaut wurde, ergibt sich ein äußerst handliches Gerät von der Größe einer Zigarettendose.

Die Angaben wurden Firmenunterlagen entnommen.

Zwei Transistortagungen der Kammer der Technik

Am 23. und 24. Mai 1956 fand in Leipzig eine Arbeitstagung des Fachausschusses Bauelemente der Nachrichtentechnik statt. Am ersten Tage beschäftigte man sich in erster Linie mit Röhrenproblemen, am zweiten Tage mit dem Transistor.

Nach der Eröffnungsansprache von Dr. Falter hielt Ing. Zoberbier ein Referat über Kennlinien und Vierpoltheorie der Elektronenröhren. Er erläuterte, daß man aus der geforderten Kennlinie heraus die wichtigsten Größen und Dimensionierungen der Röhre berechnen kann und welche Anforderungen hierbei an die Konstruktion der Röhre gestellt werden. Man kann die Röhre als aktiven Vierpol betrachten. Eine solche Betrachtungsweise ist gerade beim Vergleich mit den Transistoren sehr fruchtbringend. Ing. Zoberbier entwickelte die diesbezüglichen Gleichungen und Matrizen nicht nur in bezug auf die Trioden, sondern auch in bezug auf Pentoden, wobei sich aktive Sechspole ergeben.

Dipl.-Ing. Rolf Rigo berichtete über den Einfluß der mechanischen Abmessungen auf die elektrischen Eigenschaften der Röhren. Durchgriff und Steilheit sind die Hauptkriterien, die zu beachten sind. Für den Durchgriff existieren Tabellen, die aus der Ollendorfschen Formel hergeleitet sind. Mit den immer kleiner werdenden Röhrensystemen mußte auch der Abstand Gitter—Katode entsprechend verkleinert werden, wenn die Röhren den gleichen Durchgriff haben sollten. Denn der Durchgriff ist ja das Verhältnis der Röhrenkapazitäten zueinander, und das mußte gleich bleiben. So beträgt zum Beispiel der Abstand Gitter—Katode bei der AF 7 0,3 mm, bei der EF 86 0,12 mm. Beide Röhren haben ungefähr gleiche Daten, die EF 86 ist aber bedeutend kleiner als die AF 7. Der Durchgriff wird kleiner, wenn der Abstand Gitter—Anode größer oder wenn die Steigung des Gitters kleiner wird. Die Steilheit wird höher mit Vergrößerung der Katodenoberfläche, mit Verkleinerung des Durchmessers des Systems sowie des Abstandes Gitter—Katode und mit dünnerem Gitterdraht. In der Praxis ergeben sich aber mehr oder weniger große Streuungen, da der Drahtdurchmesser schwankt, die Löcher in den Glimmerscheiben nicht immer genau maßhaltig sind, die Steigung des Gitters nicht absolut gleichmäßig und der Wickeldorn nicht mehr genau ist. Auch die Instrumentenfehler gehen in die Messung ein. All diese Faktoren wirken einer Einengung der Toleranzen entgegen.

Ing. Heidborn sprach über Verstärkerröhren für Mikrowellen. Noch immer herrscht hier die Triode vor. Durch Verbesserung der Technik gelang es, zu immer kürzeren Wellen vorzustoßen. Die Abstimmkreise werden im Mikrowellengebiet durch Hohlleiter und konzentrische Leitungen gebildet. Viel verwendet werden die 2 C 39A und 2 C 40, Scheibentrioden mit Stumpfanglasung. Die 416 A, eine sogenannte Kirchturmröhre in Metall-Keramik-Technik, geht bis 4000 MHz. Erwähnenswert sind ferner die Pencil-Tubes, die sogenannten Bleistiftröhren, mit einem sehr kleinen Gitter—Katoden-Abstand. Auch die 6 B 14 hat sehr kleine Abmessungen (Durchmesser 7,5 μ, Abstand Gitter—Katode nur 5 μ!). Trotzdem beträgt die Verstärkung 15 dB bei f = 900 MHz und 10 MHz Bandbreite bei einem Rauschfaktor F = 8,5 dB. Bei der 6 B 14 bestehen die Elektroden aus Titan, das zugleich als Getter wirkt. Trotz der Kleinheit der 6 B 14 ist eine vollautomatische Herstellung möglich. Mit den Wanderfeldröhren kann man bei zwei miteinander gekoppelten Röhren eine Verstärkung bis zu 60 dB bei einem Wirkungsgrad von ≦ 20% erhalten. Erwähnenswert sind auch die Röhren 6099 (Länge 30 cm) und 429 (20 cm), Röhren in Metall-Keramik-Technik, mit denen man bei f = 6000 MHz einen Leistungsgewinn > 3, bei f = 10 000 MHz einen Leistungsgewinn > 1 erhält. Weiter besprach der Referent verschiedene Klystrons; mit einem Vierkammerklystron kann man 4 kW Ausgangsleistung bei 100 MHz und einem Wirkungsgrad von 20 bis 30% erhalten. Noch höhere Wirkungsgrade erhält man mit Traveling-Magnetrons.

Ing. Wendt hielt einen Vortrag über magnetische Verstärker (Transduktoren). Man nutzt hierbei die Tatsache aus, daß eine gesättigte Drossel einen oberen und einen unteren Knick in ihrer Kurve hat. Man kann auch spannungsgesteuerte Trockengleichrichter dazu sagen. Ursprünglich handelte es sich um stromsteuernde Verstärker, die aber kaum noch verwendet werden. Man benutzt jetzt Selbstsättigungsverstärker. Als Kernmaterial verwendet man solches mit steilem Anstieg und scharfem Sättigungsknick der Kurve (zum Beispiel Texturwerkstoffe), als daraufolgenden Gleichrichter Kristallgleichrichter. Die Speisespannung muß eine niederohmige Wechselstromquelle sein.

Der magnetische Verstärker kann mit einem Quecksilberdampfgleichrichter oder mit einem Ionenverstärker verglichen werden. Zu beachten sind folgende Punkte:

1. Die Speisespannung muß eine Wechselspannung sein.
2. Die Zeitkonstante. Magnetische Verstärker arbeiten nicht trägheitslos, sie ergeben kein genaues Abbild der Steuerspannung.
3. Es ist nicht möglich, die Ausgangsleistung plötzlich zu verändern.
4. Die Ansprechzeit beträgt bei f = 50 Hz 0,8 s, bei f = 500 Hz 80 ms. Deshalb ist ein eigenes Speisenetz mit einer höheren Frequenz vorteilhaft, wenn man den Transduktor bei Automation einsetzen will.
5. Der Verstärker darf nur ohmsche Widerstände besitzen.
6. Eine genaue Vorausberechnung des dynamischen Verhaltens ist kaum möglich.
7. Der Steuerstrom soll so klein wie möglich sein. Auch kleine Sperrströme sind notwendig, denn der Sperrstrom bewirkt eine Ummagnetisierung und verschiebt die Kennlinie nach links, wodurch wiederum ein größerer Steuerstrom notwendig ist.

Der Gütefaktor eines Transduktors ist gleich $\frac{V_{max}}{f \cdot T}$ und $V_{max} = \frac{\Delta U_a : \Delta I_a}{\Delta U_{st} : \Delta I_{st}}$. Man ist jetzt schon bei Gütefaktoren von mehreren Tausend angelangt. Mit Transformatorblechen erhält man solche von 100 bis 200, mit Dynamoblechen von 100 bis 500.

Die Empfindlichkeit wird durch das Kernmaterial bestimmt. Bei Mu-Metall spricht der Verstärker schon auf eine Eingangsleistung von 10^{-12} W an. Die Ausgangsleistung ist nur durch den Gleichrichter begrenzt. Sie beträgt bis zu 25 kW, in Einzelfällen auch bis 75 kW. Die Eingangswiderstände betragen wenige Ohm bis zu mehreren Tausend Ohm. Die Steuerwicklung ist von den anderen Wicklungen völlig getrennt. Es sind auch mehrere Steuerwicklungen möglich.

Die Hauptverwendung findet der magnetische Verstärker als Antriebsregler (von 400 W bis 25 kW). In Zukunft kann er auch in Fernsprechverstärkern eingesetzt werden, allerdings wird hier der Transistorverstärker als Baustein in Regelungsschaltungen vorteilhafter sein.

Am zweiten Tage eröffnete Dr. Falter die Reihe der Vorträge mit grundsätzlichen Ausführungen über dielektrische Verstärker. Man nutzt hierbei die Spannungsabhängigkeit der Dielektrika (Ferroelektrika) aus. Es handelt sich grundsätzlich um Resonanzverstärker. Über dielektrische Verstärker sind bisher nur in der amerikanischen und in der sowjetischen Literatur Veröffentlichungen erschienen. Bei geeigneten Stoffen erhält man bei f = 1,8 MHz eine Frequenzänderung von ± 2 kHz, eine 50°-Änderung bei ± 2,4 kHz. Die Verstärkung beträgt V = 1,4 · g · U, wobei U die Trägerspannung ist. Bei 40 V Trägerspannung und einer Eingangsleistung von 0,3 mW erhält man mit zwei Stufen eine Ausgangsleistung von 300 mW. In den USA erzielte man in den einzelnen Stufen eine 10^3- bis 10^5fache, in der UdSSR eine bis zu 10^6fache Verstärkung. Der dielektrische Verstärker ist klein, leicht und stoßunempfindlich. Sein Rauschen ist sehr klein und der Eingang hochohmig.

Dr. Blankenburg sprach über „Physikalische Probleme der Transistortechnik". Der Transistor hat gegenüber der Röhre folgende Nachteile: Die Grenzfrequenz ist niedriger, die Kenndaten streuen stärker, die Umgebungstemperatur ist begrenzt, die Transistoren werden manchmal sehr schnell unbrauchbar (in erster Linie bei Spitzentransistoren zu beobachten), die Leistung ist begrenzt und das Rauschen ist stärker. Trotz dieser Nachteile werden die Transistoren aber steigende Bedeutung und Anwendung finden.

Das verwendete Germanium muß außerordentlich rein sein. In 1 cm^3 befinden sich $5 \cdot 10^{22}$ Atome. Auf $1 \cdot 10^{14}$ bis $1 \cdot 10^{15}$ Ge-Atome darf nur ein Fremdatom kommen. Dann wird das Germanium geimpft, so daß auf $5 \cdot 10^7$ bis $5 \cdot 10^8$ Ge-Atome ein Impfatom kommt. Zur Untersuchung des Germaniums auf Reinheit sind keine chemischen Methoden mehr möglich, sondern nur elektrische und optische Methoden. Der Referent beschrieb dann die Züchtung von Einkristallen und die Herstellung von Transistoren. Es gibt pnp- und npn-Transistoren. Nach einer Aufstellung in den Electronics im Januar 1956 waren in den USA von den vorhandenen 131 Transistortypen 94% pnp-Transistoren. Bei 57 war die Grenzfrequenz ≦ 0,5 MHz, bei elf Transistoren 0,5 bis 0,7 MHz und bei einem 80 MHz. Die meisten gingen mit ihrer Leistung bis zu 50 mW, einer bis zu 200 mW, einzelne im Gegentakt bis zu 2,5 W. Bei Leistungstransistoren erreichte man in Gegentakt-B-Schaltung 2 bis 5 W, im Einzelfall bis zu 25 W. Der Rauschfaktor lag im Durchschnitt bei 20 dB, bei sechs Transistoren war F < 10 dB. Die überwiegende Anzahl der untersuchten Transistoren waren Trioden, nur sechs Typen waren Tetroden.

Ing. Walles besprach die Gesichtspunkte, die in den Schaltungen bei der Verwendung des Transistors als Bauelement zu beachten sind.

Ing. Bottke behandelte die Anwendung von Transistoren in der Nachrichtentechnik. Alle Kenndaten der Transistoren werden auf die Emitterschaltung bezogen, weil diese nahezu ausschließlich verwendet wird. Über den Arbeitspunkt müssen jeweils Vereinbarungen getroffen werden. Bei widerstandsgekoppelten Verstärkern gehen rund 30% verloren; statt drei Stufen mit Trafokopplung muß man vier Stufen mit Widerstandskopplung verwenden. einer einfachen Emitterschaltung ist der Eingangswiderstand nicht hoch genug. Durch kombinierte Mit- und Gegenkopplung konnten sehr hohe Eingangswiderstände und trotzdem eine gute Verstärkung erreicht werden. So betrug zum Beispiel

	r_e	Leistungsverstärkung	$r_a = R_L$
in Normalschaltung	1,2 kΩ	56 dB	3 kΩ
bei Mit- und Gegenkopplung	1 MΩ	30 dB	1 kΩ

Die Entwicklung dieser Schaltung wurde aber abgebrochen, da inzwischen in Karl-Marx-Stadt ein magnetisches Mikrofon entwickelt wurde, das dem Kristallmikrofon qualitativ überlegen ist, aber einen bedeutend niedrigeren Eigenwiderstand hat, so daß die normale Emitterschaltung verwendet werden kann. Trotzdem dürfte die kombinierte Mit- und Gegenkopplung zum Beispiel zur Stabilisierung von Temperatureinflüssen Bedeutung gewinnen.

Das letzte Referat dieser Tagung hielt Dipl.-Ing. Kleiner über die „Verwendungsmöglichkeit von Transistoren in der kommerziellen Nachrichtentechnik". Er entwickelte die Forderungen, die man in der kommerziellen Nachrichtentechnik aufstellt. Sie sind bedeutend strenger als beim Rundfunk. So muß man beim V-12-System eine Genauigkeit von $^1/_{10}$‰ verlangen. Beim Auswechseln einer Röhre bzw. eines Transistors darf die hierbei entstehende Änderung nicht größer als 1% sein. Auch als Schaltrelais wird absolute Zuverlässigkeit verlangt. Das sind Forderungen, die gegenwärtig vom Transistor kaum erfüllt werden können.

Fritz Kunze

Am 25. Mai 1956 fand in Leipzig eine Arbeitstagung der KdT, Bezirksleitung Leipzig, „Wissenschaftlich-technische Fortschritte in der Elektrotechnik" mit dem Thema „Die Verwendung des Transistors in kommerziellen Nachrichtengeräten" statt.

Nachdem die Tagung durch Dr. Lange eröffnet wurde, ergriff Ing. Walles das Wort zu dem ersten Vortrag: „Die verschiedenen Bezeichnungsformen für die Kenngrößen der Transistoren; typische Werte und Zusammenhänge". Ing. Walles entwickelte die Vierpolgleichungen der Transistoren. Meist wird die Emitterschaltung verwendet. Der Eingangswiderstand ist außerordentlich abhängig vom Lastwiderstand. Bei Flächentransistoren kann man mit einer Kapazität von 30 bis 50 pF rechnen.

Ing. Rosenberg sprach über die „Dimensionierung von Niederfrequenzverstärkern". Blockbasisschaltungen kann man nicht direkt hintereinander bringen, sondern nur bei Zwischenschaltung von Transformatoren. Besser ist die Emitterbasisschaltung. Bei optimaler Anpassung kann man mit $r_e = 1$ kΩ, $R_a = 8$ kΩ und V = 37 dB rechnen. Kommt es auf einen hohen Eingangswiderstand an, so wendet man die Kollektorbasisschaltung an. Will man die Temperatur stabilisieren, so empfiehlt sich eine gemischte Emitter- und Kollektorbasisschaltung. So wurde zum Beispiel ein Hörgerät entwickelt, das zwischen + 10° bis + 40° C stabilisiert ist und einen Frequenzumfang von 140 Hz bis 16 kHz aufweist, bei 60 mV am Eingang 1 V am Ausgang liefert und einen Rauschabstand von 40 dB (1 : 100) hat. Dabei ist es nur etwas größer als eine Streichholzschachtel. Hierfür wurde ein Kleinstübertrager entwickelt, der nur 10 × 10 × 10 mm groß ist und 3,7 g wiegt! Er ist mit einer neuen 20 μ starken Drahtsorte von Cupro-Normal, Köpenick, gewickelt, bei dem die Isolation zugleich Flußmittel beim Löten ist.

Dr. Falter sprach über die Erhöhung der Grenzfrequenz bei Flächentransistoren und über physikalische Probleme des Leistungstransistors[1]. Der übliche Transistor ist eine Triode. Eine Weiterentwicklung ist die Tetrode, bei der ein zweiter Blockanschluß vorhanden ist. Auf dem Gebiete der Transistoren befinden sich noch weitere Typen in der Entwicklung, von denen man jetzt noch nicht sagen kann, welche Bedeutung sie erlangen werden. Dazu gehört der p-n-i-p-Transistor, der noch eine eigenleitende Schicht enthält, sowie Trifttransistoren, bei denen die Blockschicht nur 2,5 μ stark ist und mit Labormustern Grenzfrequenzen von 340 MHz erreicht wurden. Bei Leistungstransistoren ist das Hauptproblem, die entstehende Wärme abzuführen. Durch die hier anzuwendende relativ hohe Kollektorspannung entstehen auch hohe Ströme. Die Hauptwärme entwickelt sich an der Grenze zwischen Kollektor und Block. Wird sie nicht gut abgeführt, so besteht die Gefahr eines Durchschlags, und der Transistor ist unbrauchbar.

Ing. Feilotter war vor einiger Zeit die Aufgabe gestellt worden, eine Schaltung mit hohem Eingangswiderstand zu entwickeln, so daß ein Kristallmikrofon verwendet werden kann, und die trotzdem eine gute Verstärkung liefert. Bei

[1]) Siehe auch „Probleme der Fertigung von Leistungstransistoren" auf S. 492 dieses Heftes.

Quarzuhren mit Transistoren

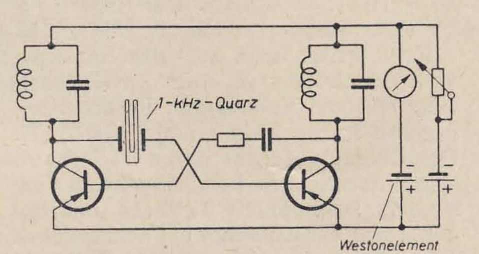
Quarzuhren von hohem Genauigkeitsgrad mit einer Gangunregelmäßigkeit unter 10^{-4} Sek. pro 24 Stunden stellen eine sehr komplizierte Anlage dar. Der Hauptbestandteil einer solchen Anlage ist ein äußerst stabiler Generator, dessen Frequenz mit einem Quarz stabilisiert wird.

Die Anwendung von Halbleitertrioden erlaubt es, die Quarzuhren wesentlich zu vereinfachen und ihre Zuverlässigkeit zu erhöhen. Zum Betrieb eines Synchronmotors, der die Uhrzeiger antreibt, ist eine Spannung mit einer Frequenz von 1000 Hz notwendig. Da aber gewöhnliche Quarze eine Resonanzfrequenz von 100 kHz und mehr aufweisen, ist man gezwungen, eine vielfache Frequenzteilung vorzunehmen.

In dem beschriebenen Generator wurden Niederfrequenzquarze verwendet, die den üblichen HF-Quarzen an Qualität nicht nachstehen. Solche Quarzelemente in Form einer Stimmgabel, die eine Resonanzfrequenz von 1000 Hz aufzuweisen haben, wurden im Charkower Staatsinstitut für Maße und Meßgeräte entwickelt und hergestellt. Die Anwendung von Piezoquarzstimmgabeln erlaubt es, auf Frequenzteilung ganz zu verzichten, aber mit nur einer Teilungsstufe auszukommen.

Bild 1 zeigt das Schaltbild eines Quarzstimmgabelgenerators. Der Generator verbraucht einen Strom von 15 μA bei einer Spannung von 1 V.

Als Speisequelle dient hier ein galvanisches Trockenelement mit der Spannung von 1,5 V. Die erforderliche Stabilität der Speisespannung (0,01%) wird mit einem normalen Westonelement gewährleistet, das in einer Kompensationsschaltung mit dem 1,5-V-Element arbeitet. Da sich dieses Element verbraucht (im wesentlichen durch Selbstentladung und Eintrocknen), wird einmal im Monat die Spannung nachreguliert. Zu diesem Zweck



stellt man den Abgriff des veränderlichen Widerstandes so ein, daß im Galvanometerkreis kein Strom fließt. Die thermische Stabilisierung des Generators wurde durch Unterbringung in einer Tiefe von 25 m erreicht. In dieser Tiefe überschreiten die Jahresschwankungen der Temperatur nicht einmal den Wert von 10^{-4} ° C. Selbstverständlich könnte man auch einen Röhrengenerator unter der Erdoberfläche unterbringen, jedoch die von den Röhren abgestrahlte Wärme würde allmählich die Temperatur steigern.

Der beschriebene Quarzgenerator gibt eine Wärmeleistung von 15 μW ab, was zu einer völlig unwesentlichen Steigerung der Temperatur führt.

Die Frequenzabweichung dieses Generators in 24 Stunden beträgt im Durchschnitt weniger als $7 \cdot 10^{-10}$, das entspricht einer Gangunregelmäßigkeit der Uhr pro 24 Stunden von weniger als 10^{-4} Sek. Unmittelbar nach dem Anlassen des Generators wurde ein systematisches Ansteigen der Frequenz des Generators etwa bis zu $3 \cdot 10^{-9}$ in 24 Stunden beobachtet. Nach fünfmonatigem ununterbrochenen Arbeiten des Generators hatte sich der Frequenzanstieg pro 24 Stunden allmählich bis zum Wert $5 \cdot 10^{-10}$ verringert.

Die Untersuchungen zeigten, daß die sowjetischen 1-W-Transistoren für den Betrieb kleiner Synchronmotoren mit geringer Leistung durchaus brauchbar sind. Diese Tatsache gibt die Möglichkeit, hochgradig genaue Quarzstimmgabeluhren zu bauen, wobei auf die Verwendung von Röhren vollständig verzichtet werden kann.

(Aus „Radio", Moskau, Heft 12/1955)

Transistortelefon

Im Bell Laboratorium werden Versuche mit neuen Telefonapparaten durchgeführt, von denen die mit Klingel versehenen heutigen Telefonapparate ersetzt werden sollen. Ein Telefonwecker benötigt 60 V, während das neue mit Transistoren bestückte Gerät weniger als 1 V zum Betrieb benötigt.

Aus „Radio and Television News" April 1956

Die rauscharme Transistorverstärkerstufe

Dem Transistor wird nachgesagt, daß er hinsichtlich des Rauschens ungünstiger sei als die Elektronenröhre. Es ist an der Zeit, diese Ansicht zu revidieren und unvoreingenommen die neuen Möglichkeiten zu prüfen.

In den technischen Unterlagen über Vorverstärkertransistoren wird als Maß für das Rauschen der „Rauschfaktor" in dB angegeben. Man versteht darunter den Faktor, um den das Signal/Rauschleistungsverhältnis am Ausgang des Transistorvierpols schlechter ist als an seinen Eingangsklemmen. Dieser Zahlenwert ist gleichbedeutend mit der „kT_0-Zahl" [1]. Aus meßtechnischen Gründen wird die Bestimmung des Rauschfaktors meistens mit einer Apparatur vorgenommen, die aus dem Rauschspektrum bei 1 kHz ein Band von etwa 100 Hz herausschneidet [2]. Man kommt dann ohne Rauschgenerator aus und benötigt auch nicht unbedingt einen quadratisch anzeigenden Spannungsmesser am Ausgang, der zudem bei kleiner Bandbreite eine besonders große Zeitkonstante haben müßte. Es hat sich ferner eingebürgert, den Quellenwiderstand des Signalgenerators mit 500 Ω zu wählen.

Bei der Beurteilung der Verstärkungsmöglichkeiten von sehr kleinen Spannungen im Niederfrequenzgebiet muß man berücksichtigen, daß ähnlich wie bei Elektronenröhren (Bild 1) [3] auch bei Transistoren die Rauschenergie für eine bestimmte Bandbreite unterhalb von 1 kHz ansteigt (Bild 2) [4] [5]. In dieser Beziehung zeigen beide Verstärkerelemente etwa das gleiche Verhalten. Das typische Halbleiterrauschen mit einer $\frac{1}{f}$ proportionalen Energieverteilung ist äußerlich sowohl wie ursächlich dem „Funkelrauschen" ähnlich. An Stelle der über kurze Zeiträume inkonstanten Emissionszentren bei der Röhrenkatode sind die in gleicher Weise statistischen Schwankungen unterliegenden „Rekombinationszentren" (Fangstellen) und andere für den Leitungsmechanismus im Halbleiter charakteristische Erscheinungen getreten.

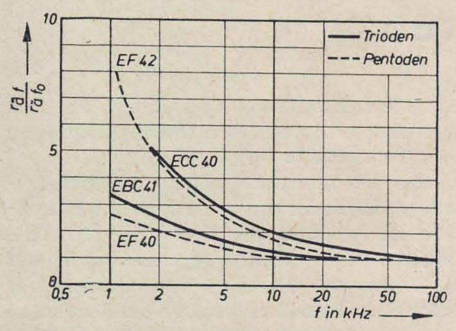


Bild 1: Anstieg des Gesamtrauschens bei Elektronenröhren als Folge des Funkeleffekts (f_0 = 100 kHz)

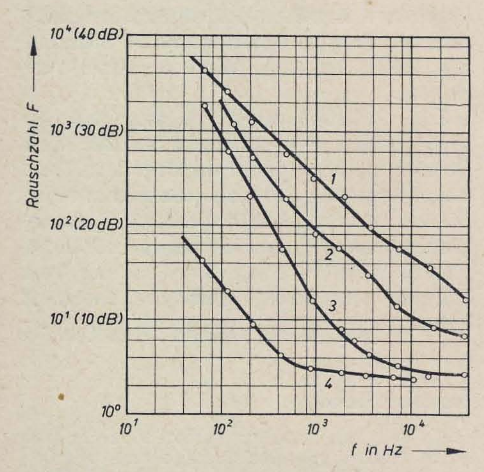


Bild 2: Rauschfaktoren von Flächentransistoren als Funktion der Frequenz. 1 — OC 70; 2 — OC 601; 3 und 4 — OC 71. Arbeitspunkt: J_e = 0,5 mA, U_c = 2 V; Blockschaltung; Quellenwiderstand: 500 Ω

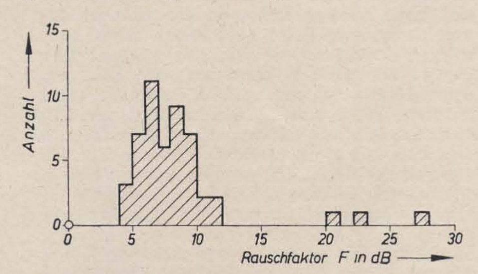


Bild 3: Exemplarstreuungen des Rauschfaktors bei 50 Exemplaren des Transistortyps OC 70

Die Rauschfaktoren normaler Vorstufentransistoren wurden von den Herstellern mit 10 bis 25 dB angegeben. Das ist ein Mittelwert (Bild 3) [5], der zum Beispiel für den Transistor OC 70 mit 10 dB angegeben wird. Besonders rauscharme Transistoren, wie zum Beispiel der Telefunken-Transistor OC 603 mit einem Rauschfaktor von 5 dB, werden meistens ausgesucht. Da man am Eingang hochempfindlicher Verstärker nur sehr kleine Eingangsströme und -spannungen zu verarbeiten braucht, mißt man das Rauschen von Transistoren meistens bei relativ kleinen Kollektorruhespannungen und -ruheströmen, bei Telefunken zum Beispiel bei U_c = 1 V, I_c = 0,2 mA. Der Rauschfaktor sinkt dann erheblich ab (Bild 4) [5].

Noch weiter kann man das Rauschen von Transistoren in einer Spezialschaltung, die von Volkers und Pedersen angegeben wurde, vermindern (Bild 5) [6]. Das Charakteristische daran ist nicht so sehr die stromarme Betriebsweise an sich, sondern vielmehr die Tatsache, daß der Block und der Kollektor auf dem gleichen Gleichstrompotential von 110 mV liegen. Über der Kollektorsperrschicht liegt also keine Spannung! Die Spannung der Versorgungsstromquelle ist mit 250 mV bemerkenswert niedrig, und der Arbeitswiderstand beträgt nur 500 Ω. Mit einem Raytheon-Transistor CK 721 ließ sich trotzdem eine Spannungsverstärkung von 4 erreichen, während der Rauschfaktor von 22 dB auf 2 dB (!) sank. Das entspricht einer Rauschspannung von 0,25 bis 0,35 μV am Eingang und einem äquivalenten Rauschwiderstand von 60 Ω (bei 1 kHz). Damit wäre der rauscharme Transistor der Röhre überlegen! Die rauschärmste Röhre soll nach Volkers und Pedersen die 6 AK 5 sein, bei der ein äquivalenter Rauschwiderstand von 385 Ω gemessen wurde. Der dynamische Eingangswiderstand der rauscharmen Transistorschaltung war 1,2 kΩ groß. Es ist überraschend, daß die Rauschleistung in der hier wiedergegebenen Transistorschaltung kleiner ist als das thermische Rauschen der Eingangsimpedanz (Generatorwiderstand parallel Eingangswiderstand). Man darf wohl annehmen, daß den Verfassern kein Meßfehler unterlaufen ist. Sie untersuchen die Gegebenheiten eingehend und kommen zu dem Schluß, daß für das Rauschen nicht die Eingangsimpedanz, die stark von der Kollektorrückwirkung abhängig ist, sondern der ohmsche Blockwiderstand von 75 bis 350 Ω und der Emitterwiderstand von 10 bis 30 Ω maßgebend sind.

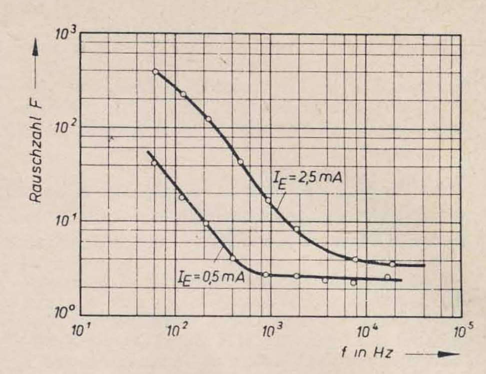


Bild 4: Rauschfaktor als Funktion der Frequenz für niedrigen und hohen Emitterstrom, U_c = 2 V; Transistor OC 71, Quellenwiderstand: 500 Ω

Es wäre zu wünschen, daß der vorstehende Bericht über den reinen Informationszweck hinaus die in Betracht kommenden Institute zu weiteren Arbeiten über das Transistorrauschen anregen würde.

Electronus

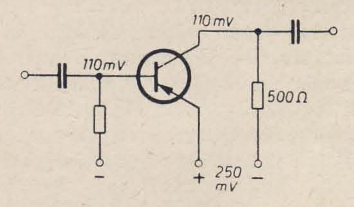


Bild 5: Besonders rauscharme Transistorschaltung

Literatur

[1] Dr. W. Mansfeld: Bestimmung des Rauschfaktors verschiedener Verstärker durch Vergleich. Funk und Ton, Heft 10 (1953).

[2] J. Walles: Die Transistor-Kenngrößen. Nachrichtentechnik, Heft 3 (1956).

[3] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, II. Band, Seite 234, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

[4] Strutt: Rauschursachen und Rauschspektren in Elektronenröhren, Halbleiterdioden und Transistoren.
Guggenbühl: Messungen über das Rauschen von Flächendioden und Flächentransistoren im Bereich des weißen Rauschens.
Vorträge auf der Fachtagung „Rauschen" der Nachrichtentechnischen Gesellschaft VDE, München, 1955.

[5] Strutt: Das Rauschen von Transistoren. Fernmeldetechnische Zeitschrift, Beiheft 1 (1955).

[6] Volkers & Pedersen: The „Hushed" Transistor Amplifier. Tele-Tech + Electronic Industries Dezember 1955, S. 82/158, Januar 1956, S. 70/136, Februar 1956, S. 72/136.

Dipl.-Ing. B. WAGNER

Grundbegriffe der Regelungstechnik

1. Fortsetzung

Wie kann man den Regelwart ablösen und den Vorgang automatisieren?

Die erste Aufgabe bestand im Ablesen des Meßwertes, die zweite im Vergleich mit dem Sollwert. Ein Ablesen ist bei einer selbsttätigen Regelung nicht erforderlich. Der Vergleich geschieht sehr einfach. So zum Beispiel in dem behandelten Beispiel durch Gegeneinanderschalten der Tachospannung und einer einstellbaren Normalspannung (Bild 11). Diese Spannungsdifferenz, die der Regelabweichung proportional ist, wird einem Verstärker zugeführt, der seinerseits einen Hilfsmotor oder Stellmotor StM speist; dieser ist über ein Getriebe mit dem Stellwiderstand gekoppelt. Der Stellmotor übernimmt also die letzte Aufgabe des Regelwarts, die Spannung am Motor und damit

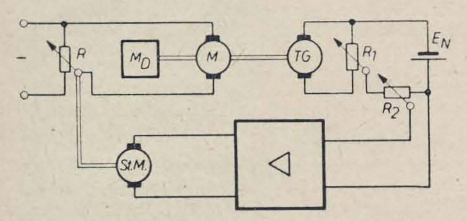


Bild 11: Selbsttätige Drehzahlregelung (I-Regler)

seine Drehzahl den Anforderungen entsprechend einzustellen. Dadurch wird die Regelabweichung immer kleiner. Entsprechend sinkt die Spannung am Stellmotor und damit auch seine Drehzahl, bis schließlich die Stellmotorspannung so gering geworden ist, daß dieser stehen bleibt. Damit ist die Aufgabe der Regelung erfüllt, die Drehzahl des Antriebsmotors entspricht dem Sollwert. Wir setzen dabei voraus, daß der Vorgang nicht allzu schnell verläuft.

Versuchen wir jetzt, beide Ausführungen der Regelung in ein gemeinsames Schema zu bringen. Die Arbeitsmaschine mit dem Motor, der Spannungsquelle und dem Stellwiderstand wird dabei als Regelstrecke bezeichnet. Die Regelstrecke enthält also alle Bauelemente, die für einen ungeregelten Betrieb notwendig sind. Die Tachomaschine als Meßwerk, die Vergleichseinrichtung zwischen Ist- und Sollwert (das Regelwerk), der Verstärker und der Kraftschalter (Motor) stellen dagegen den Regler dar. Aus diesem Schema wird die prinzipielle Anordnung einer jeden Regelung ersichtlich (Bild 12). Weiterhin erkennen wir, daß stets ein geschlossener Wirkungskreis, der Regelkreis, vorhanden sein muß; die gemessene Regelgröße wirkt auf das Stellglied und dieses wieder auf die Regelgröße ein. Das ist das charakteristische Merkmal einer jeden Regelung.

Noch eine Feststellung ist wichtig: Zwar ist eine Regelung stets mit einer Änderung eines Energiestromes verbunden, der Regelkreis selbst aber wird als Wirkungskreis und nicht als Energiekreis betrachtet. In ihm werden Meßwerte und Steuerbefehle, also Signale befördert. Diese sind natürlich auch mit einem gewissen Energiegehalt verbunden, er ist aber nur Träger, nicht Inhalt. Seine Energie (Hilfskraft) bezieht der Regler meist von außen, also von einer besonderen Energiequelle (Batterie, Netz, Druckluft, Drucköl usw.), in manchen Fällen auch aus der Regelstrecke selbst. Nur in seltenen Fällen reicht die Energie des Meßwerkes

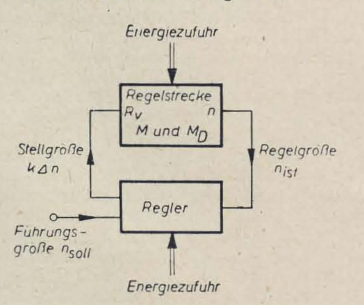


Bild 12: Blockschema einer Drehzahlregelung

aus, um das Stellglied selbst zu betätigen, beispielsweise bei dem klassischen Fliehkraftregler für eine Dampfmaschine, der über ein Gestänge ein Ventil verstellt. Man spricht dann von einem „Regler ohne Hilfskraft" (früher: „direkter Regler").

Das Zeitverhalten

Wir hatten aus der Tätigkeit eines Regelwartes Schlüsse für eine selbsttätige Regelung abgeleitet.

Sehen wir uns jetzt den Ablauf eines Regelvorganges noch einmal etwas genauer an, und zwar wieder zunächst bei der Handregelung. Nehmen wir an, es trete plötzlich eine Störung im vorher gleichmäßigen Betrieb auf, beispielsweise durch Änderung der Netzspannung oder der Belastung der angetriebenen Maschine. Diese störenden Einflüsse, mit denen immer gerechnet werden muß und die eine Regelung ja erst notwendig machen, nennt man Störgrößen. Wären sie nicht vorhanden, so könnte man durch vorsichtiges, genaues Einstellen des Stellgliedes den Vorgang für alle Zeiten einen kontinuierlichen Verlauf sichern.

Die Netzspannung sei also gesunken, dementsprechend auch die Drehzahl, und der Regelwart hat nun die Aufgaben, den Stellwiderstand so zu verstellen, daß dem Motor die notwendige Energie zugeführt wird, um die Drehzahl wieder auf den Sollwert zu bringen. Hierbei müssen wir zwei Vorgänge unterscheiden: einmal muß der Motor einschließlich der von ihm getriebenen Arbeitsmaschine und dem Tachogenerator beschleunigt werden, dann aber muß bei Erreichen der Solldrehzahl die Energiezufuhr wieder soweit verringert werden, daß keine weitere

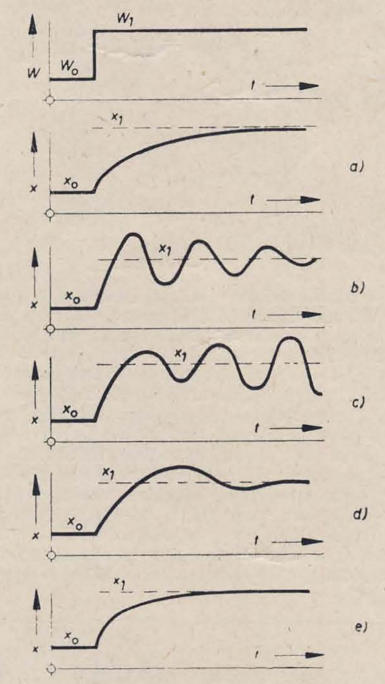


Bild 13: Zeitverlauf von Regelvorgängen

Beschleunigung mehr erfolgt, daß aber die richtige Drehzahl gerade eingehalten wird. Hierbei kann der Regelwart verschieden vorgehen. Steht ihm genügend Zeit zur Verfügung, so wird er vorsichtig sein und den Widerstand nur sehr wenig verstellen. Er kann sich dann sehr gut nach der Anzeige des Drehzahlmessers richten und rechtzeitig, also kurz vor Erreichen des Sollwertes, den Widerstand in die Stellung bringen, die der Solldrehzahl etwa entspricht, wobei er noch kleine Korrekturen vornehmen wird.

Anders sieht es aus, wenn von ihm verlangt wird, die Störung in kürzester Zeit auszuregeln. Dann wird er genötigt sein, den Widerstand sofort sehr stark zu verstellen, so daß eine große Energie für den Beschleunigungsvorgang zur Verfügung steht und die Drehzahl sehr rasch ansteigt. Da die Energie aber für den stationären Vorgang viel zu groß ist, muß der Widerstand rechtzeitig wieder entsprechend zurückgestellt werden. Der Regelwart weiß nun, sofern er über genügende Erfahrungen verfügt, wann und wie weit er den Widerstand zurückstellen muß, um gerade die Solldrehzahl zu erreichen; trotzdem wird er selten ohne einige Korrekturen und ohne einige Pendelungen auskommen. Er muß also mit dieser kurzzeitigen Übererregung, die man „Vorhalt" nennt, und die zu einer Verkürzung der Regelzeit wesentlich beiträgt, sehr vorsichtig umgehen.

Aus dieser Betrachtung können wir einige wichtige Schlüsse ziehen, die uns Erkenntnisse für das Arbeiten einer selbsttätigen Regelung liefern. Offensichtlich spielt beim Ablauf von Regelvorgängen die Zeit eine wesentliche Rolle. Denn was in unserem Gedankenexperiment der Regelwart macht, soll ja der Regler selbsttätig durchführen; in ihm müssen also die Erfahrungen des Regelwartes nutzbar gemacht werden. Wenn wir die verschiedenen Möglichkeiten des zeitlichen Verlaufs eines Regelvorganges im Schaubild darstellen (Bild 13), wobei wir annehmen, daß der Anstoß des Vorganges durch eine plötzliche Verstellung des Sollwerteinstellers von W_0 auf W_1 hervorgerufen werde, so zeigt die Kurve a eine schleichende Einstellung, während Kurve b einen stark pendelnden Verlauf zeigt, der bei ungeschickter Bedienung oder ungeeignetem Regler sich bis zur aufschaukelnden Schwingung (Kurve c) steigern kann. Ein guter Verlauf entspricht Kurve d (stark gedämpft) oder Kurve e (aperiodisch).

Besonders schwierig wird ein Regelvorgang, wenn sich die Wirkung einer Verstellung des Stellgliedes erst nach einiger Zeit bemerkbar macht. Betrachten wir beispielsweise eine Förderbandwaage (Bild 14). Der Regler hat die Aufgabe, das Gewicht der aus einem Behälter B gelieferten Substanz, beispielsweise Kohlenstaub, konstant zu halten. Hierzu dient die schematisch angedeutete Förderbandwaage mit der Meßfeder F, deren Auslenkung am Meßwiderstand R_M gemessen wird. Die daran abgegriffene Spannung wird mit der Spannung am Sollwerteinsteller R_S verglichen, ihre Differenz verstärkt und dem Motor M zugeführt, der den Schieber S solange verstellt, bis die Abweichung

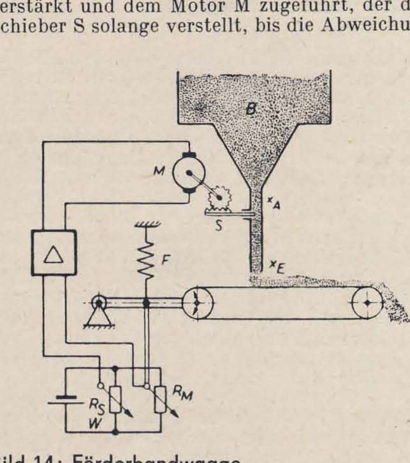


Bild 14: Förderbandwaage

des Istwertes vom Sollwert aufgehoben ist. Hierbei macht sich die Auswirkung einer Schieberverstellung erst nach einiger Zeit bemerkbar, da ja das Fördergut erst den Weg bis zur Meßstelle zurücklegen muß. Der zeitliche Verlauf ist aus Bild 15 zu ersehen: bei einer plötzlichen Änderung der Führungsgröße und damit des Sollwertes von W_0 auf W_1 reagiert die Regelgröße, also das Gewicht auf dem Band, erst nach Verlauf der Zeit T_t, wobei die Kurve 1 einen idealisierten Verlauf, die Kurve 2 den wirklichen Verlauf zeigt. Die Zeit T_t heißt die Totzeit. Sie tritt besonders bei Temperaturregelungen auf und erschwert den Regelvorgang ungemein.

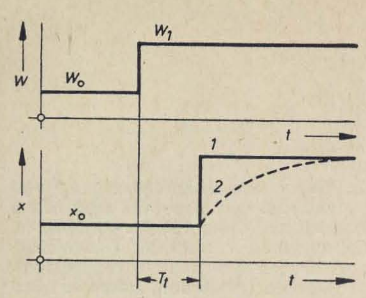


Bild 15: Regelung mit Totzeit

Hauptgruppen von stetigen Reglern

Betrachten wir jetzt noch einmal die Drehzahlregelung an Hand eines vereinfachten Schemas (Bild 16). Die Drehzahl des Motors, die durch die Stellgröße y bestimmt wird, sei hierbei proportional dem Weg des Stellgliedes (Stellwiderstand), also auch proportional dem Weg des Stellmotors RM im Bild 16. Dieser ist nach den Gesetzen der Mechanik dem Integral der am Motor liegenden Spannung über die Zeit, also auch dem Integral der Regelabweichung über die Zeit proportional. Anders ausgedrückt: Die Regelabweichung x_w bestimmt die Drehzahl des Stellmotors und damit die Stellgeschwindigkeit; je größer die Abweichung, um so höher ist die Stellgeschwindigkeit; je mehr sich der Fehler verringert, um so mehr sinkt die Stellgeschwindigkeit. Mathematisch sieht das so aus: Die Spannung am Stellmotor ist

$$U_M = k_1 \cdot x_w,$$

seine Geschwindigkeit ist also $\omega = k_2 \cdot \frac{dy}{dt}$ $= k_3 \cdot x_w$; der von ihm zurückgelegte Weg am Schieber des Stellwiderstandes R_v (Stellgröße), der die Drehzahl des zu regelnden Antriebes bestimmt, ist gleich dem Integral über die Zeit: $y = k_4 \cdot \int U_M dt = k \int x_w dt$.

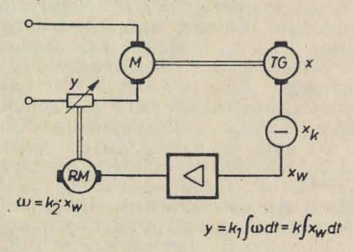


Bild 16: Schema des I-Reglers

Man nennt daher einen derartigen Regler einen Integralregler, kurz I-Regler. Er regelt solange, bis die Regelabweichung verschwunden ist, abgesehen natürlich von den unvermeidlichen Ungenauigkeiten durch Unempfindlichkeit und Fehler der Meßeinrichtung, des Spannungsnormals, des Verstärkers und des Stellgliedes, die sich zusammen in der bleibenden Regelabweichung auswirken. Durch entsprechende Übersetzung zwischen Stellmotor und Stellglied kann ein Verlauf der Regelung erreicht werden, bei dem keine oder nur wenige, in der Amplitude abnehmende Überschwingungen auftreten, der Vorgang also stabil verläuft. Nun kann man aber die Drehzahlregelung auch noch anders ausführen. In Bild 17 speist der Verstärker nicht mehr einen Stellmotor, sondern einen Stellmagneten StMg, der entgegen einer Federkraft F einen Eisenkern je nach der Erregung mehr oder weniger in die Wicklung hineinzieht und dadurch den Widerstand R verstellt. Damit wird die Stellgröße y selbst der Ausgangsspannung des Verstärkers und somit auch der Regelabweichung proportional und nicht mehr wie vorher die Stellgeschwindigkeit $\frac{dy}{dt}$. Aus dem vereinfachten Schema nach Bild 18 entnehmen wir wieder:

$$U_M = k_1 \cdot x_w.$$

Andererseits ist bei linearer Kennlinie des Magneten

$$y = k_2 \cdot U_M$$

und damit wird

$$y = k \cdot x_w.$$

Eine derartige Regelung wird daher Proportionalregelung oder kurz P-Regelung genannt, weil die Stellgröße der Regelabweichung direkt proportional ist. Hieraus ergibt sich eine wichtige Tatsache: bei der Regelabweichung Null, also genauer Übereinstimmung zwischen Istwert und Sollwert, wäre die Eingangsspannung für den Verstärker und damit auch die Ausgangsspannung ebenfalls Null, der Motor erhielte keine Spannung und würde also gar nicht laufen. Ein derartiger Zustand ist aber nicht sinnvoll. Andererseits sehen wir, daß die Drehzahl um so höher ist, je größer die Regelabweichung ist. Der P-Regler braucht also funktionsbedingt stets eine gewisse Regelabweichung; diese muß um so größer sein, je größer die verlangte Stellgröße y ist. Damit die bleibende Regelabweichung nicht zu groß wird, muß der Regler eine entsprechend große Steilheit besitzen. Obwohl der P-Regler diesen Nachteil einer funktionsbedingten bleibenden Regelabweichung (der P-Abweichung) besitzt, hat er den Vorzug, sich auch bei großer Verstellgeschwindigkeit leichter stabilisieren zu lassen als ein I-Regler.

Die P-Abweichung ist die bei einem idealen P-Regler auftretende prinzipbedingte Differenz zwischen Ist- und Sollwert der Regelgröße; die bleibende Regelabweichung ist allgemein die Abweichung, die durch Unzulänglichkeiten im Regler entsteht; sie schließt beim P-Regler die P-Abweichung mit ein.

Man kann nun die Vorteile beider Regler miteinander vereinigen und einen Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) bauen, der zunächst durch den P-Anteil eine schnelle Ausregelung bis auf die bleibende Abweichung vornimmt und dann mit Hilfe des I-Anteiles auch diese noch beseitigt. Allerdings kann man nun nicht etwa so vorgehen, daß man einen P- und einen I-Regler mit getrennten Stellgliedern in den Regelkreis einbaut. Denn der P-Regler verlangt, wie bereits gesagt, eine der Stellgröße proportionale Regelabweichung. Der I-Regler hat aber das Bestreben, diese restlos zu beseitigen; damit stört er den P-Regler, der infolge der verschwindenden Regelabweichung sofort die Stellgröße verkleinert, wodurch wiederum die Regelabweichung vergrößert wird. Die beiden Regler würden sich also gegenseitig stören und nicht zur Ruhe kommen. *Wird fortgesetzt*

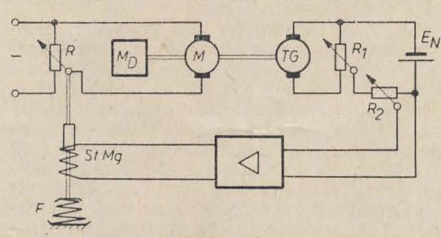


Bild 17: Schema des P-Reglers

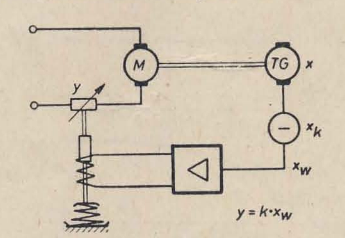


Bild 18: P-Regler

Ein Koffersuper mit Sonnenbatterie

Die direkte Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie mit einem brauchbaren Wirkungsgrad gelang vor wenigen Jahren den Bell Telephone Laboratories [1—5].

Man verwendete Silizium-Fotoelemente, die in entsprechender Zusammenschaltung als ,,Sonnenbatterien" bekannt wurden. Ihre Anwendung finden diese neuen Batterien hauptsächlich bei Transistorverstärkern. Inzwischen dürfte, zumindest für bestimmte Zwecke, das Versuchsstadium überschritten sein, wie der Entschluß der Admiral Corporation (USA) zeigt. Diese brachte nach achtzehnmonatiger Forschungs- und Entwicklungsarbeit kürzlich den ersten ,,sonnenbetriebenen" röhrenlosen Kofferempfänger auf den Markt [6]

Dieser Transistorempfänger kostet 60 Dollar, die zugehörige Sonnenbatterie allerdings noch 175 Dollar.

Die Sonnenbatterie mit den Abmessungen 152 × 100 × 12,7 mm befindet sich an der Seite des Gerätes und wird während des Empfanges herausgeklappt. Sie hat 32 Einzelzellen und kann fünfzehn Prozent der auffallenden Sonnenenergie in elektrische Leistung umwandeln. Die Gesamtspannung der hintereinander geschalteten Zellen beträgt 9 V bei einer Stromentnahme von 15 mA.

Die Betriebstemperatur kann zwischen + 85° C und — 50° C liegen. Der Betrieb des Gerätes soll auch an bewölkten Tagen möglich sein. Der Empfänger ist mit einer gedruckten Schaltung versehen und mit sechs Transistoren, einem Detektor und einer Kristalldiode für die automatische Lautstärkeregulierung (Schwundausgleich) bestückt. Die Ausgangsleistung wird mit 250 mW, die Empfindlichkeit mit 175 μV angegeben.

An Stelle der Sonnenbatterie kann der Empfänger auch mit sechs einfachen Blitzlichtbatterien, die weniger als 1 Dollar kosten, betrieben werden. Da dieses Gerät kaum den zehnten Teil der Leistung eines mit Röhren bestückten Kofferempfängers benötigt, ist ein Auswechseln der Batterien erst nach 700 bis 1000 Betriebsstunden erforderlich.

Literatur:

[1] G. L. Pearson u. C. S. Fuller, Silicon P-N Junction Power Rectifiers and Lightning Protectors, Proc. I. R. E. Nr. 4 (1954), S. 760.

[2] D. M. Chapin, C. S. Fuller u. G. L. Pearson, A New Silicon p-n Junction Photocell for Converting Solar Radiation into Electrical Power, J. appl. Physics Nr. 5 (1954), S. 676 u. 677.

[3] W. G. Pfann u. W. van Roosbroeck, Radioactive and Photoelectric p-n Junction Power Sources, J. appl. Physics Nr. 11 (1954), S. 1422 bis 1434.

[4] M. B. Prince, Silicon Solar Energy Converters, J. appl. Physics Nr. 5 (1955), S. 534 bis 540.

[5] F. Kade, Die Ausnutzung der Sonnenenergie, ETZ-B Nr. 6 (1956), S. 241 bis 245.

[6] Sun-Powered Radio, Radio and Television News Nr. 7 (1956), S. 49.

Strobel

HERMANN VON HELMHOLTZ

Der vor 135 Jahren, am 31. 8. 1821 in Potsdam geborene Hermann Ludwig Ferdinand von Helmholtz war einer der bedeutendsten Naturforscher des vorigen Jahrhunderts, der mit einer ungewöhnlichen Vielseitigkeit auf den Gebieten der Physik, Physiologie, Medizin, Mathematik, Meteorologie und Philosophie forschte und außerordentlich erfolgreich tätig war.

1847 gab er unter anderem dem 1842 von J. R. Mayer zuerst ausgesprochenen Grundsatz der Erhaltung der Energie eine genaue Begründung und einen streng mathematischen Ausdruck und sprach die Vermutung aus, daß die ,,Flaschenentladung" oszillatorisch sein müsse. Im gleichen Jahre änderte er die Kontakttheorie Voltas dahin, daß er im chemischen Prozeß die Ursache der Stromerzeugung im Element sah, durch eine besondere elektromotorische Kraft aber die elektrische Erregung bei der Berührung von Metallen bewirken ließ.

Ferner begründete er mit Maxwell und Hertz die elektromagnetische Lichttheorie und entwickelte im Anschluß an die Erscheinungen der elektrolytischen Stromleitung zuerst den Begriff des elektrischen Elementarquantums. Er wurde 1888 in Anerkennung seiner umfassenden Kenntnisse Präsident der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt in Charlottenburg, des heutigen Deutschen Amtes für Maß und Gewicht.

Dieser ungemein vielseitige und erfolgreiche Naturforscher, der auf verschiedenen wissenschaftlichen Gebieten mit Erfolg tätig war, starb am 8. 9. 1894 in Charlottenburg im 74. Lebensjahre.

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Fernsehrundfunk

27. Fortsetzung

Von WERNER TAEGER

Gelangt eine Störfrequenz an den Eingang des Empfangsgerätes, so wird die Störfrequenz dem Bildträger überlagert, es entstehen Schwebungen. Die Frequenz der entstehenden Schwebung ist gleich der Differenz zwischen der Bildträgerfrequenz und der störenden Frequenz. Ist die Schwebungsfrequenz größer als etwa 6 MHz (Bandbreite des Empfängers), so wird sie nicht verstärkt und ist somit nicht sichtbar. Da nach der Fernsehnorm nur das obere Seitenband übertragen wird, kommen nur die Frequenzen im Empfänger zur Wirkung, die zwischen der Bildträgerfrequenz und einer Frequenz im Abstand von etwa 6 MHz oberhalb des Bildträgers liegen. Diese Schwebungsfrequenzen unter 6 MHz erscheinen als zusätzliche Hell-Dunkel-Steuerung des Bildes und sind unter der Bezeichnung „Moiré" bekannt. Ist die Schwebungsfrequenz höher als die Zeilenkippfrequenz von 15625 Hz, dann erscheinen als Moiré je nach der Schwebungsfrequenz senkrechte oder schräge Streifen im Bild. Die Anzahl der Striche je Zeile ergibt sich aus

$$n = 0{,}9 \cdot \frac{f_{st} - f_b}{15625} \qquad (213)$$

und daraus die Höhe der Störfrequenz f_{st} (f_b = Bildträgerfrequenz).

$$f_{st} = 1{,}1 \cdot 15625 \cdot n + f_b. \qquad (214)$$

Der Faktor 1,1 bzw. 0,9 berücksichtigt die während des Zeilenrücklaufs dunkelgesteuerten und damit nicht sichtbaren Striche. Wenn n eine ganze Zahl ist, dann stehen die Striche senkrecht, ist dagegen n ein ungeradzahliges Vielfaches von 0,5, dann stehen die Hell- und Dunkelsteuerungen auf Lücke und sind nicht mehr zu erkennen. Liegt n zwischen einer ganzen Zahl und einem Vielfachen von 0,5, dann sind die Schwebungen von Zeile zu Zeile mehr oder weniger als π phasenverschoben und ergeben schräge Linien. Bei langsamer Änderung der Höhe der Störfrequenz drehen sich die Linien. Die Zahl der Linien, die eine Zeile schneiden, ändert sich je Umdrehung um 1. Der Abstand der Linien untereinander wird um so kleiner, je mehr sie sich der Waagerechten nähern. Überschreitet die Störspannung am Eingang des Empfängers einen bestimmten Wert, der von der Stabilität der Synchronisierungsschaltung des Fernsehempfängers abhängig ist, dann tritt außerdem eine zusätzliche Beeinflussung der Zeilensynchronisierung ein, die sich als Zeilenverschiebungen im Fernsehbild bemerkbar machen. Ist die Störfrequenz amplitudenmoduliert, dann werden einzelne Zeilengruppen im Moiré, entsprechend der Modulationsfrequenz, waagerecht verschoben; es ergibt sich eine weitere waagerechte Streifenmarkierung. Von anderer Art ist die Störerscheinung bei Beeinflussung durch einen frequenzmodulierten Störsender. Da sich hierbei die Störfrequenz ständig ändert, muß sich auch der Abstand der senkrechten Striche auf dem Bild fortwährend ändern, und zwar um so mehr, je größer der augenblickliche Frequenzhub des Störsenders ist.

Bei Störungen nach Punkt 2. durch Therapiegeräte, die mit Anodenwechselspannung arbeiten, treten die Störungen nur innerhalb einer Bildhälfte auf, da die genannten Geräte nur während einer Halbperiode Energie erzeugen.

Die unter 3. erwähnten Störungen, hervorgerufen durch Funkenbildung an Kontakten, ergeben ein breites und weit wirkendes Störspektrum. In diese Kategorie gehören alle Geräte, die mit Unterbrechern nach Art des Wagnerschen Hammers arbeiten, wie zum Beispiel Elektrisierapparate und elektrische Klingeln; außerdem auch Heizkissen, Lichtreklameanlagen und vor allen Dingen die Zündeinrichtungen von Explosionsmotoren (Ottomotoren).

Zur Herabminderung dieser Art Störungen ist in der Fernsehnorm vorgesehen, daß bei der Bildaussendung die Zunahme der Helligkeit des übertragenen Bildes einer Abnahme der Intensität des Bildträgers entspricht (Negativmodulation). Einfallende hochfrequente Störungen steuern bei Negativmodulation die Helligkeit auf dem Bildschirm ins Dunkle und erscheinen nun im Fernsehbild als schwarze Punkte, die vom Auge als weniger störend empfunden werden als die sehr hellen Störsterne bei der früher angewandten Positivmodulation.

Die Störungen durch Funkenübergänge werden erst dann unangenehm, wenn die einfallende Störenergie so groß ist, daß die Bild- und Zeilensynchronisation ausfällt und dadurch eine Bildbetrachtung unmöglich wird. Ein wichtiger Gesichtspunkt bei der Konstruktion eines Fernsehempfängers ist daher, daß man für eine ausreichende Stabilität der Synchronisiereinrichtungen sorgt; bei einem richtig konstruierten Empfänger sollte erst dann die Synchronisierung durch Störamplituden ausfallen, wenn das Bild durch die Funkenstörungen bereits an sich völlig unkenntlich geworden ist.

Wesentlich für die Beeinflussung einer in den Empfänger eingebauten automatischen Regelanordnung ist die in den Störimpulsen zur Auswirkung kommende Gesamtenergie. Je mehr Störimpulse nämlich je Bilddauer einwirken, um so größer ist auch die in ihnen vorhandene Energie während der für ein Einzelbild erforderlichen Zeit. Bei einer automatischen Verstärkungsregelung erhöhen Störimpulse die Regelspannung, wenn die Regelschaltung so ausgelegt ist, daß die Regelspannung durch die Spitzenwerte der Nutz-HF-Spannung gegeben ist. Treffen innerhalb einer Zeit t sehr viele Störimpulse auf den Empfangsdipol, so laden sich die in der Regelschaltung vorhandenen Kondensatoren schnell auf den Spitzenwert der HF-Spannung auf. Die Verstärkung wird somit durch die Störimpulse immer weiter herabgesetzt und das Bild wird sehr flau.

Man zieht heute in vielen Fällen die Verstärkungsregelung von Hand vor, bei der derartige Störungen nicht auftreten können. Eine automatische Regelung ist zwar sehr bequem aber nicht unbedingt notwendig.

Ganz allgemein ist zu sagen, daß ein kurzzeitiger Störimpuls an sich nur geringe Wirkung hat. Viel unangenehmer sind die sich daraus ergebenden Wirkungen in den Übertragungsgliedern, die eine Zeitkonstante haben. Folgt auf ein RC-Glied eine Röhre, die so übersteuert werden kann, daß ein momentaner Gitterstrom fließt, so ist die natürliche Folge eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Röhre. Man sollte daher bestrebt sein, den Fernsehempfänger derart zu konstruieren, daß RC-Kopplungen vermieden werden. So kann man zum Beispiel die Kopplung zwischen Bildgleichrichter und Endstufe einerseits und zwischen Endstufe und Bildröhre andererseits galvanisch ausführen. Im ZF-Verstärker sollte man ebenfalls — wenn keine Bandfilter verwendet werden — von bifilar gewickelten Spulen für die Einzelkreise Gebrauch machen. Man spart auf diese Weise die Kopplungskondensatoren ein und erhält damit eine sehr kleine Zeitkonstante (bedingt allein durch die Schaltkapazitäten in Verbindung mit den Widerständen).

18. Das Farbfernsehen

Die Inangriffnahme der Vorarbeiten für das Farbfernsehen ist erst durch die außerordentlichen Fortschritte, die der Bau von Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern in allerletzter Zeit gemacht hat, möglich geworden. Gemeint ist hier vor allen Dingen die Bildgröße und die Bildhelligkeit. Die Bildgröße liegt heute bei einer durchschnittlichen Bilddiagonale von 40 cm, die Schirmhelligkeit bei etwa 1000 bis 1200 Lux. Ermöglicht wurden derartige Leuchtdichten durch ein systematisches Verbessern der Elektronenoptik und der Leuchtphosphore, durch das Erhöhen der Anodenspannung der Bildröhre

auf 12 bis 20 kW (beim Direktsichtempfänger) und durch die Aluminisierung des Leuchtschirmes. Erst das Steigern der Schirmhelligkeit um etwa eine Größenordnung (im Vergleich zum Stand vor einigen Jahren) machte die Wiedergabe von Farben möglich.

Beim Schwarz-Weiß-Fernsehen unterscheiden sich die einzelnen Bildelemente eines Bildes nur in bezug auf ihre Leuchtdichte, das heißt, ihre Helligkeit. Es genügt deshalb eine Zahl zur Charakterisierung eines Bildelementes. Zum Kennzeichnen der Farbe sind wenigstens drei Zahlenwerte für jedes Bildelement notwendig, die dabei entweder die Intensität der drei Grundfarben des betreffenden Flächenelementes festlegen können oder Helligkeit, Farbton und Sättigung.

Durch additive Mischung dreier Grundfarben — meistens Rot (R), Grün (G) und Blau (B) — lassen sich fast alle Farbtöne wiedergeben.

Alle bisherigen Farbfernsehverfahren arbeiten nach diesem Prinzip. Im Gegensatz hierzu sind in der Farbfotografie die meisten gebräuchlichen Methoden subtraktiver Art, ebenso beim Dreifarbendruck. Subtraktive Farbfernsehverfahren sind bisher nicht bekannt geworden.

Die übliche Dreifarbenfotografie geht von drei Farbauszügen aus, also drei Schwarz-Weiß-Bildern, deren Schwärzung an jeder Stelle ein Maß für die betreffende Farbkomponente ist. Entsprechend zerlegt man beim Farbfernsehen das farbige Bild in drei Teilbilder (R, G, B), wandelt alle Helligkeitswerte der drei Bilder in elektrische Signale um und steuert durch diese Signale drei komplementäre Farbreize auf der Empfangsseite.

Beim additiven Farbmischverfahren stehen drei Möglichkeiten zur Verfügung:

1. Gleichzeitige Belichtung einer Stelle der Netzhaut mit drei Grundfarben.
2. Rascher Wechsel der drei Farbreize, die die gleiche Netzhautstelle treffen.
3. Aufbau des Farbbildes aus so kleinen Farbflächen, daß das Auge die einzelnen Farbpunkte oder Farblinien nicht mehr trennen kann.

Alle drei Mischungsprozesse werden verwendet.

Geht man vom Sehvorgang aus, so sind zwei Möglichkeiten der Farbwiedergabe zu unterscheiden: gleichzeitige Einwirkung aller drei Farben oder sukzessive Erzeugung der drei Farbwechsel. Man spricht von einem Simultanverfahren, wenn die Signale, welche von den drei Farbauszügen herrühren, gleichzeitig auf drei getrennten Kanälen übertragen werden, wie es Bild 236 schematisch zeigt. Werden die drei Auszüge dagegen zeitlich nacheinander über einen gemeinsamen Kanal absatzweise übertragen (Bild 237), so handelt es sich um das sogenannte Farbwechsel- oder Farbfolgeverfahren. Die Hilfsmittel für die Bildaufnahme und -wiedergabe können für beide Gruppen die gleichen sein. Das unterscheidende Merkmal liegt nur in der Art der elektrischen Übertragung der drei Teilbilder.

Beim Simultanverfahren verläuft sowohl der Mischprozeß im Auge wie auch die gleichzeitige Übertragung der Teilbilder in drei Kanälen gleichzeitig. Der farbige Gegenstand wird über reflektierende Spiegel durch drei gleiche Objektive auf den Fotokatoden dreier Bildaufnahmeröhren abgebildet. Die Ausgangssignale dieser Kameras geben in jedem Augenblick die drei Farbkomponenten eines bestimmten Bildelementes wieder. Auf drei getrennten Leitungen oder als Modulation dreier verschiedener Trägerschwingungen übertragen, steuern diese Signale die Helligkeit von drei Bildröhren mit verschiedenen Leuchtschirmen, so daß deren Phosphor jeweils in einer der drei Grundfarben durch die auftreffenden Elektronen angeregt wird. Die in jedem Augenblick erzeugten drei Farbreize können zum Beispiel so addiert werden, daß die getroffenen Stellen der Leuchtschirme durch drei Projektionsobjektive auf einem Flächenelement einer Mattscheibe oder einer Projektionswand zur Deckung gebracht werden. Besteht Übereinstimmung im zeitlichen Verlauf der Ablenkung aller Röhren, so überdecken sich die drei Teilbilder an allen Stellen des Bildfeldes. Im letzten Stand der Farbfernsehtechnik tritt an die Stelle der drei Empfangsröhren eine Dreifarbröhre.

Die zweite Gruppe von Farbfernsehverfahren ist dadurch gekennzeichnet, daß nur eine Verbindung zwischen Aufnahme- und Wiedergabegerät vorhanden ist. Auf diesem einzigen Kanal werden nacheinander die drei Farbsignale übertragen. Die Geräte für die Bildaufnahme und -wiedergabe können gleich denen beim Simultanverfahren sein. Jede der drei Aufnahmeröhren ist mit einem Kontakt eines elektrischen oder mechanischen Umschalters verbunden (Bild 237). Auf der Empfangsseite verteilt ein gleicher, synchron und in Phase arbeitender Umschalter die Signale auf die drei Empfangsröhren. Während eines bestimmten Zeitintervalles ist jeweils eine der drei Aufnahmeröhren mit der Wiedergaberöhre gleicher Farbe verbunden. Durch den Umschalter findet eine Mehrfachausnutzung eines Kanals für die drei Signalquellen bzw. Empfänger statt. Eine derartige Vielfachausnutzung ist aus der Telegrafie bekannt unter der Bezeichnung „absatzweise Telegrafie“ oder als „Zeit-Multiplex-Verfahren“ im Gegensatz zur Vielfachausnutzung einer Leitung durch eine Anzahl von Wechselströmen verschiedener Frequenzen, die gleichzeitig in der einen Leitung fließen und durch Siebketten oder ähnliche Einrichtungen am Sender und Empfänger aufgeteilt werden. Das Zeitintervall, in dem bei der absatzweisen Übertragung der drei Farbsignale je ein Farbsender mit seinem Empfänger verbunden ist, kann gleich der Dauer eines Bildrasters, eines Bildpunktes oder auch einer Bildzeile sein. Man bezeichnet in der deutschen Fernsehliteratur diese drei Fälle als Farbwechsel in Raster-, Punkt- oder Zeilenfolge.

Es liegt nun nahe, die Farbumschaltung am Beginn der Abtastung eines Bildes vorzunehmen. Da beim Schwarz-Weiß-Fernsehen 25 vollständige Bilder in der Sekunde übertragen werden, würde also der Farbwechsel 25mal in der Sekunde vorgenommen werden. Es ist aber zu bedenken, daß 25 Farbwechsel je Sekunde vom Auge als unerträgliches Flimmern empfunden werden, so daß aus diesem Grunde ein Farbwechsel mit Bildfrequenz von Anfang an nicht in Betracht kam.

Das Schwarz-Weiß-Bild wird, wie beschrieben, zum Verringern des Flimmerns im Zeilensprung so abgetastet, daß die gesamte Bildfläche zweimal innerhalb der für ein Bild zur Verfügung stehenden Zeit überstrichen wird. Jedes Halbbild erhält nur die Hälfte der vorgesehenen Zeilen; das erste abgetastete Raster besteht aus den Zeilen 1, 3, 5 . . . das folgende Raster aus den Zeilen 2, 4, 6 . . .

Man geht nun beim Farbfernsehen so vor, daß im ersten Farbraster alle ungeradzahligen Zeilen der „roten“ Aufnahmeröhre übertragen werden, anschließend im zweiten Raster die geradzahligen „grünen“ Zeilen usw. Da jedes Raster nur die Hälfte der Zeilen und jeweils nur eine Farbe enthält, sind sechs Raster für die Wiedergabe eines vollständigen Farbbildes notwendig. Mit Rücksicht auf das unangenehme Farbflimmern muß die Rasterfrequenz höher sein als für das Schwarz-Weiß-Fernsehen. An Stelle von 50 Rastern in der Sekunde (bzw. 60 in den USA) beim gewöhnlichen Fernsehen, sind im Farbfernsehen wenigstens 144 Raster in der Sekunde zu schreiben. Da sechs Raster zur Wiedergabe eines vollständigen Farbbildes gehören, werden in der Sekunde 24 Farbbilder übertragen.

Eine weitere Möglichkeit für die Farbfolge besteht im Umschalten der drei Kameras und Empfänger in Bruchteilen einer Zeile, also etwa nach jedem Bildelement. Man kann bei dieser Bildabtastung gleichzeitig von dem sogenannten „Punktsprung“ Gebrauch machen; Zeilen- und Punktsprung zusammen ermöglichen das Herabsetzen der Zahl der vollständigen Bilder auf 15 in der Sekunde.

Farbbilder, bei denen die Farbe in Zeilen- oder in Punktfolge wechselt, haben gleiches Flimmern wie Schwarz-Weiß-Bilder. Da außerdem die meisten Phosphore mit einer Zeitkonstanten von etwa 1 ms abklingen, leuchten nacheinander angeregte Farbzeilen oder -punkte innerhalb des Abklingens gleichzeitig.

Wird fortgesetzt

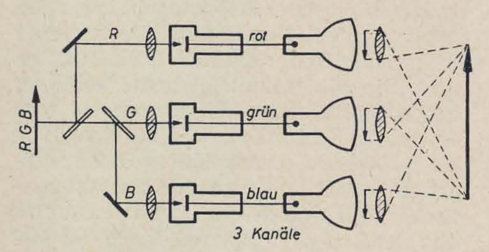


Bild 236: Simultanverfahren

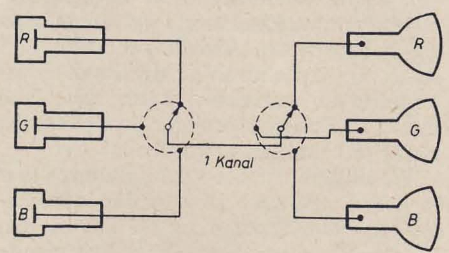


Bild 237: Farbwechselverfahren

Literaturkritik und Bibliographie

Neimann-Neidhardt

Ultrahochfrequenzgeneratoren mit Trioden und Tetroden

Übersetzung aus dem Russischen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1956

402 Seiten, zahlreiche Bilder, DIN B 5, Ganzlederin 29,— DM

Im letzten halben Jahrhundert haben die Elektronenröhren einen Entwicklungsprozeß durchlaufen, der von den einfachen Grundtypen nach von Lieben und de Forest über die modernen Empfangs- und Senderöhren der Hochfrequenztechnik zu den Laufzeitröhren für die kürzesten heute erzeugbaren elektromagnetischen Wellen mit ihrem komplizierten Elektronenmechanismus geführt hat. Die nach dem Prinzip der Dichtesteuerung arbeitenden, aus der „klassischen" Hochfrequenztechnik her bekannten Elektronenröhren folgen auch bei ultrahohen Frequenzen grundsätzlich den gleichen Gesetzmäßigkeiten, wie sie von der Technik der längeren Wellen her bekannt sind. Jedoch lassen sich die Rechenverfahren nicht ohne weiteres anwenden, da sich hier die Elektronenlaufzeit bemerkbar macht. In diesem Frequenzgebiet ist die Flugzeit der Elektronen von einer Elektrode zur anderen nicht mehr klein im Vergleich zur Periodendauer der Wechselspannung.

In dem vorliegenden Buch hat der Verfasser in dankenswerter Weise die Aufgabe übernommen, die veränderten physikalischen Gesetzmäßigkeiten in einer sehr klaren und übersichtlichen Form darzustellen. Die Behandlung der Probleme der Ultrahochfrequenzgeneratoren gliedert sich stärker als bei der allgemeinen Hochfrequenztechnik in zwei Teilprobleme, nämlich die Berechnung der elektronischen Vorgänge, die sich in der Röhre selbst abspielen, und die Berechnung der Schwingkreissysteme, die an die Elektroden der Röhre angeschlossen sind. Dieser Tatsache wird auch die Gliederung des Buches gerecht, das im ersten Teil den Elektronenmechanismus der Trioden und Tetroden unter Berücksichtigung des Ultrahochfrequenzgebietes behandelt, während der zweite Teil einmal dem Schwingkreis selbst und zum anderen dem Aufbau von Generatoren vorbehalten ist. Zeichnet sich der erste Teil durch eine exakte physikalische Behandlung der elektronischen Vorgänge im Gitter-Katoden- sowie im Gitter-Anodenraum und der Diskussion allgemeiner Fragen der elektronischen Arbeitsbedingungen aus, so wird im zweiten Teil ausdrücklich auf die eigentlichen technischen Probleme bei der Berechnung von Schwingkreissystemen selbsterregter Generatoren eingegangen, wobei der Behandlung der Rückkopplungsprobleme eine besondere Bedeutung zukommt. Leider entspricht dieser Teil nicht mehr ganz dem neuesten Stand der Technik. Auch die eingefügten Ergänzungen des Übersetzers, die mitunter nicht gerade an der günstigsten Stelle (zum Beispiel Seite 36) vorgenommen worden sind, konnten diesen Mangel nicht ganz beheben.

Bei der Übersetzung dieses Buches ist leider kein besonderer Wert auf die Umstellung der Formelzeichen auf die bei uns geläufige Ausdrucksform gelegt worden. So wird zum Beispiel im Originaltext der Wellenwiderstand mit W, das Phasenmaß mit m und die Anpassung mit k bezeichnet, während in den Einfügungen hierfür die bekannten Ausdrücke, wie zum Beispiel Z für den Wellenwiderstand, angewendet sind. Neben diesen kleinen Unkorrektheiten, die in der nächsten Auflage des sicher sehr schnell populär werdenden Werkes abgestellt werden könnten, wird noch empfohlen, eine Zusammenstellung sämtlicher gebrauchter Größen- und Formelzeichen vorzunehmen, da es bei der Vielfalt der verwendeten Ausdrücke schwer wird, innerhalb des geschlossenen Textes die Übersicht zu behalten. Im großen und ganzen kann dieses Werk allen, die sich in Praxis und Studium mit der Höchstfrequenztechnik beschäftigen, empfohlen werden, da es in mathematisch leichtverständlicher Form mit sehr großer Exaktheit alle Probleme der Höchstfrequenzgeneratoren mit Trioden und Tetroden behandelt. *Boden*

Im Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, erscheint ab 1. Oktober 1956 eine neue Wochenzeitung mit dem Titel

HANDELSWOCHE.

Diese Zeitung hat sich zum Ziel gesetzt, Probleme des Handels, die mit dem Warenabsatz und der Arbeit des Groß- und Einzelhandels in Verbindung stehen, breitesten Kreisen unserer Bevölkerung nahezubringen. Zusammen mit der Zeitschrift DER HANDEL, die mit dem Erscheinen der neuen Wochenzeitung die Aufgabe übernimmt, praktische Fragen des Binnenhandels grundsätzlich und vom theoretischen Standpunkt aus zu behandeln, wird die HANDELSWOCHE eine empfindliche Lücke in der zeitnahen Handelsliteratur schließen.

Außer Nachrichten aus aller Welt, interessanten Reportagen aus Groß-, Einzelhandels- und Produktionsbetrieben werden in vielen Einzelbeiträgen praktische Hinweise auf die Möglichkeiten der Ausnutzung moderner Handelstechnik sowie der waren- und verkaufskundlichen Erfahrungen gegeben.

Reich illustriert, mit umfangreichem Unterhaltungsteil, ist die HANDELSWOCHE interessant für jeden und wird nicht nur im Handel, sondern auch bei den Warenproduzenten und den Käufern starken Zuspruch finden.

Umfang 8 Seiten, Format 31 × 47 cm, Bezugspreis monatlich —,90 DM bei 13 Ausgaben im Vierteljahr, Einzelexemplar —,20 DM. Bestellungen bei der Post oder direkt beim Verlag erbeten.